anno XLIII - numero 3 - marzo 1971 - L. 500 - abbonamento postale - gruppo III

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

simbolo
d'avanguardia

concert-boy N
AUTOMATIC
GRUNDIG

Specialisti in componenti, certo... e in piú vostri vicini

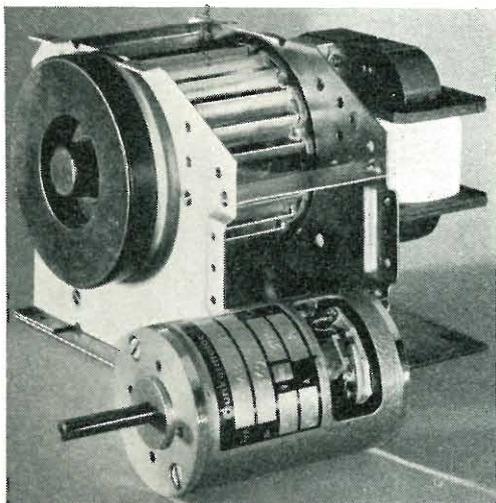
Il nostro Gruppo Europeo Componenti ITT è un'organizzazione multinazionale costituita da unità locali particolarmente dinamiche:
56 fabbriche in tutta Europa,
4 centri di ricerca tra i meglio attrezzati del mondo,
38 uffici commerciali, uno dei quali destinato ai rapporti con l'Europa Orientale.

Siamo importanti, ma non siamo lontani. Troverete i nostri esperti e servizi alla Vostra porta.

Per la nostra conoscenza delle condizioni locali di mercato disponiamo di scorte in grado di far fronte, subito, a qualsiasi Vostra richiesta in fatto di componenti.

Abbiamo una vasta gamma di componenti per l'elettronica di consumo e siamo nello stesso tempo i maggiori fabbricanti e distributori europei di componenti elettronici professionali. Li produciamo a grandi quantitativi, dal modesto condensatore elettrolitico ai grandi Klystrons.

Constaterete che noi conosciamo a fondo i Vostri problemi e che i nostri centri di ricerca sono abituati a risolverli prima ancora che essi affiorino presso i Clienti.

Ed il regolare scambio delle idee, esperienze e scoperte nell'ambito della ITT ci differenzia da tutti gli altri gruppi e società che operano nel settore dei componenti elettronici

Ventilatori e motorini

fanno parte della vasta gamma dei componenti ITT.
Caratteristiche particolari, quali: nessuna manutenzione, assoluta silenziosità, mancanza di vibrazioni e lunga durata, ne suggeriscono l'impiego in impianti di condizionamento, ventilazione e riscaldamento, distributori automatici, pompe, proiettori o in unità di regolazione.

Per ulteriori dettagli, rivolgersi a:
ITT Standard
Piazza De Angeli, 7 - Milano
Tel.: 46 96.202/198/183
Telex: Militts 32351

COMPONENTI **ITT**

Sede della Società

Ing. S. & Dr. GUIDO

BELOTTI

PIAZZA TRENTO 8
20135 MILANO

Posta : **20135 - MILANO**
Telefoni : **54.20.51** (5 linee)
(Prefisso **02**) **54.33.51** (5 linee)
Telex : **32481 BELOTTI**
Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO

		C.P.
GENOVA	VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09	**16121**
ROMA	VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4	**00187**
NAPOLI	VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79	**80133**

STRUMENTI DI MISURA
WAYNE KERR

- Ponti per basse frequenze
- Ponti per alte frequenze
- Analizzatori ed oscillatori
- Celle per misure di conduttività
- Termometri elettronici
- Prova circuiti stampati

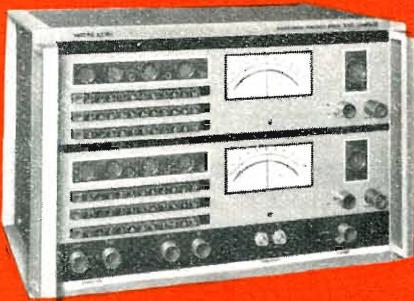



Fig. 2 - Ponte di precisione Tipo B 331 ad autobilanciamento per misure di R, C, L, G ad audiofrequenze (220 Hz - 20 kHz)

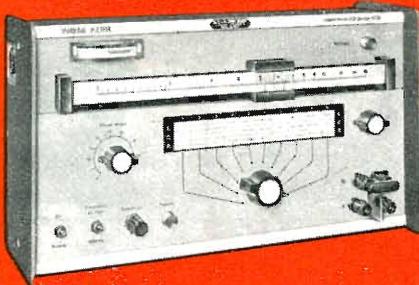



Fig. 3 - Ponte universale Tipo B 500 per misure di R, C

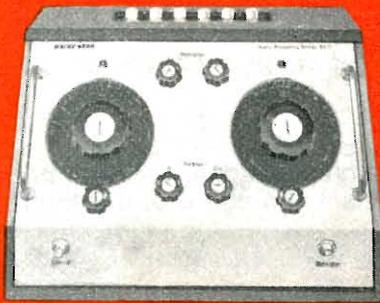
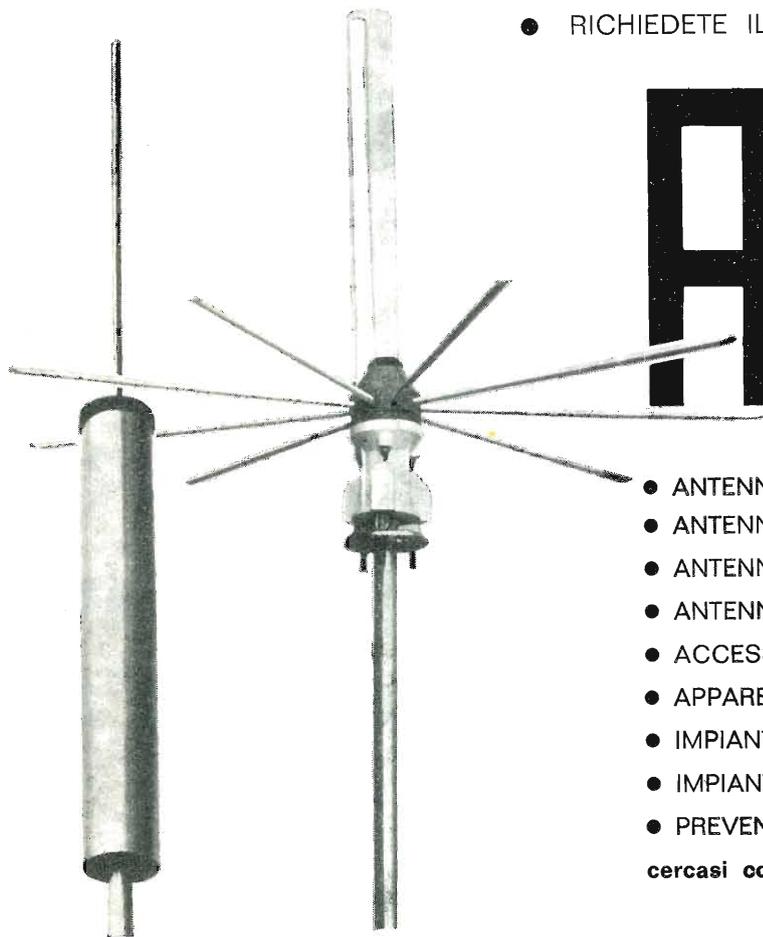



Fig. 4 - Ponte Tipo B 601 per misure di R, C, L a radiofrequenze (15 KHz 5 MHz)

Fig. 5 - Ponte Tipo B 801 per misure di C, G, L a VHF (1-100 MHz)

Fig. 6 - Ponte universale Tipo B 602 per misure di C, R, L, G a radio frequenze (100 KHz - 10 MHz)

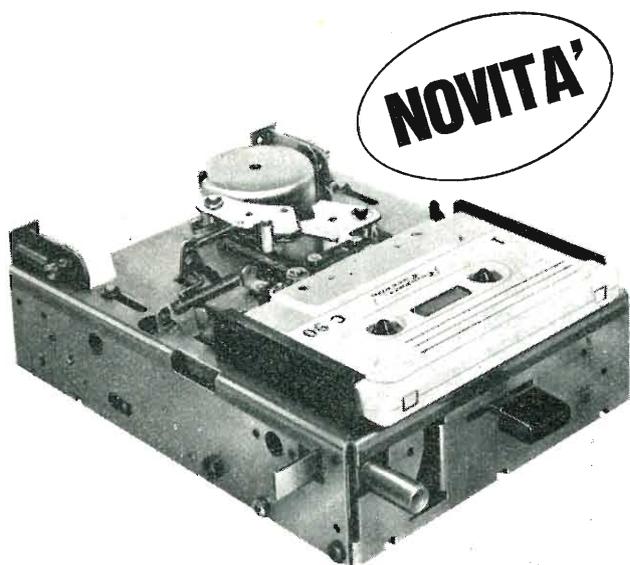
LABORATORI PER RIPARAZIONI
E RITARATURE STRUMENTI ELETTRICI DI MISURA

● RICHIEDETE IL NUOVO CATALOGO ILLUSTRATO

ALDENA

- ANTENNE PROFESSIONALI
- ANTENNE PER RADIOAMATORI
- ANTENNE SPECIALI
- ANTENNE PER MEZZI MOBILI
- ACCESSORI
- APPARECCHIATURE ELETTRONICHE
- IMPIANTI CENTRALIZZATI TV
- IMPIANTI SPECIALI
- PREVENTIVI E CONSULENZE

cercasi concessionari per zone libere

ALDENA - antenne e impianti - Via Odescalchi 4 - 20148 MILANO - Telefono 40.31.883

MECCANISMO AUTOMATICO PER "COMPACT-CASSETTE" LESA

Il meccanismo è coperto da brevetti.

Avviamento automatico mediante l'introduzione della cassetta.
Arresto automatico alla fine del nastro.
Avanzamento e riavvolgimento rapido.
Dispositivo di sicurezza antistrappo del nastro.
Disponibile nelle versioni riproduttore e registratore/riproduttore, monofonico o stereofonico.
Adatto per apparecchi portatili, fissi e per automobile

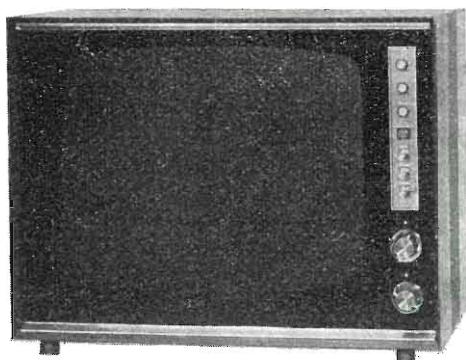
La LESA produce anche altri meccanismi per « compact-cassette » con comandi a tastiera o a leva.

LESA - COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE S.p.A. - VIA BERGAMO 21 - 20135 MILANO
LESA DEUTSCHLAND - FREIBURG i/Br ● LESA FRANCE - LYON - BOULOGNE ● LESA ELECTRA - BELLINZONA

QUANDO IL CLIENTE
VUOLE QUALITA'
CHIEDE
Westinghouse
TELEVISORI - ELETTRODOMESTICI

A. F. a diodi varicap
alimentazione a.c. - d.c.
batteria incorporata

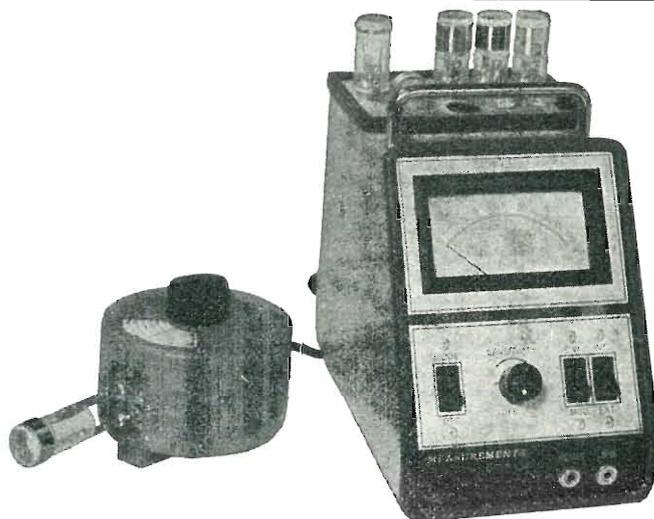
Mod. 1312 - 12"

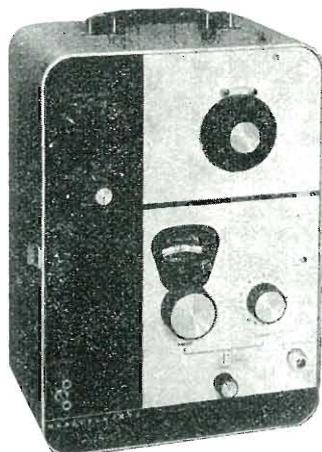
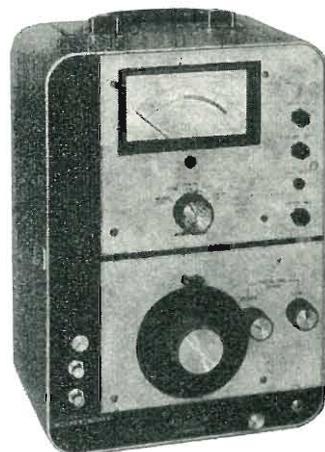
tutto cristallo - A. F. a transistors

Mod. 2023 - 23"

« COSTRUITI PER DURARE »

Westman S.p.A.

Licenziataria Westinghouse
Milano - Via Lovanio, 5
Tel. 635.218 - 635.240 - 661.324
650.445

MEASUREMENTS
(USA)

NUOVO MEGACICLIMETRO MOD. 159

Aumentata sensibilità. Consente misure di frequenza da 50 KHz a 940 MHz mediante tre testine sintonizzatrici. Segnale di uscita continuo e modulato a 120 Hz o esternamente.

MOD. 800 - GENERATORE CAMPIONE FM

MOD. 140A - MISURATORE DI DEVIAZIONE FM

GENERATORI E MISURATORI DI SEGNALI A MODULAZIONE FM

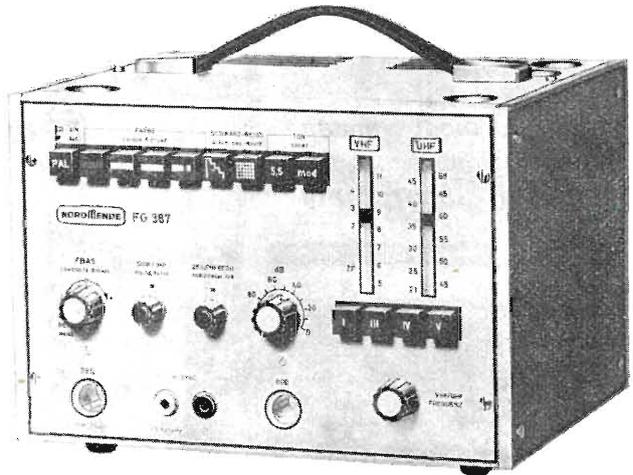
Il nuovo mod. 800 genera segnali nella gamma 25-960 MHz modulabili in frequenza internamente ed esternamente. Il mod. 140A misura la deviazione in frequenza, nelle portate 0-5 e 0-20 KHz, di segnali FM nella gamma 25-1000 MHz. Ambedue sono strumenti portatili, robusti, ideali per uso esterno. La Measurements costruisce inoltre un'ampia gamma di altri generatori modulati anche in AM per un'estesa gamma di applicazioni.

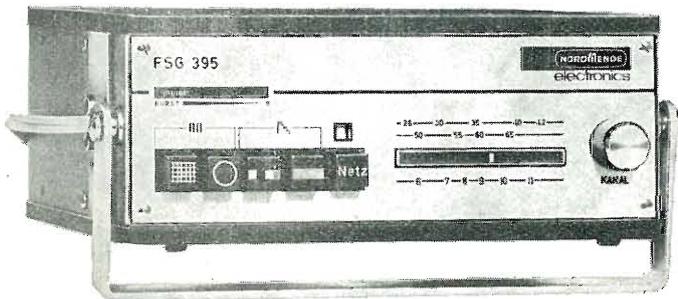
AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA:

UNO STRUMENTO NUOVO PER UNA TECNICA MODERNA

Oltre 10.000 FG 387 venduti in Europa costituiscono la prova migliore della qualità NordMende Electronics

GENERATORE PER LABORATORIO TVC
tipo FG 387 (nuova esecuzione)

Sistema PAL/NTSC
- 6 barre cromatiche standard esattamente codificate in luminanza e crominanza
- 3 pagine di colore fondamentale miscelabili fra loro
- Reticolo costituito da 12 righe orizzontali e 15 righe verticali
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Frequenza di riga 15625 Hz (stabilità $\pm 10^{-3}$) regolabile $\pm$ 4%
- Ampiezza sincronismi regolabile dal 20 al 160% (75/5÷75/40)
- Scala dei grigi composta da 6 barre esattamente codificate in luminanza
- Segnale video composito completo regolabile max $\pm$ 1,3 Vptp su 75 Ohm
- Portante Audio 5,5 MHz $\pm$ 0,1 % (disinseribile)
- Modulazione FM 1 kHz (disinseribile)
- Portante HF modulata con linearità migliore dello 0,5%
- Frequenza HF selezionabile in FI - bande I - III - IV e V
- Tensione HF di uscita regolabile da $\sim$ 1 μV a $>$ 10 mV (80 dB)
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 18 VA
- Dimensioni 240 x 160 x 195 mm.
- Peso 4,5 kg.

.....e per la taratura visiva del TVC

GENERATORE PER SERVICE TVC
tipo FSG 395

- Barre di colore +(R-Y) 90°; —(R-Y)$\pm$270°; +(B-Y) 360°; —(B-Y) 180°; Precisione $\pm$ 2,5°
- Contenuto costante di luminanza: 20 %
- Superfice grigia per il controllo e taratura visiva di tutte le funzioni cromatiche del TVC
- Superfice rossa: per verifica purezza colore
- Reticolo costituito da 10 righe orizzontali ed 11 righe verticali
- Possibilità di ottenere separatamente le righe verticali od orizzontali
- Raster a punti con 2 cerchi elettronici
- Sottoportante di colore 4,433618 MHz $\pm 10^{-5}$ generata a quarzo
- Frequenza di riga: 15.625 Hz $\pm 3 \cdot 10^{-3}$
- Frequenza di quadro: 50 Hz esatti; agganciata alla frequenza di riga
- Scala dei grigi costituita da 12 barre di eguale ampiezza dal bianco al nero
- Uscita segnale video composito completo 1 Vptp su 1 kOhm
- Audio a richiesta 5,5 MHz$\pm$0,1% Mod 1 KHz
- Uscita portante RF su 240 Ohm
- Alimentazione 220/110 V - 50 Hz - 8 VA
- Dimensioni 195 x 80 x 160 mm.
- Peso 3 kg.

Altri strumenti di produzione NordMende: Oscilloscopi, Commutatori elettrici, Vobulatori, Multimetri, Voltmetri elettronici e digitali Generatori BF - HF, Distorsiometri, Codificatori stereo. Alimentatori CA e CC, Attenuatori, Monitori BN e Colore.

È disponibile la pubblicazione: « Impiego pratico del generatore di barre di colore ». Agli interessati che ne faranno richiesta verrà inviata in contrassegno di L. 800.

NORDMENDE - Bremen
Rappresentanza Generale per l'Italia:

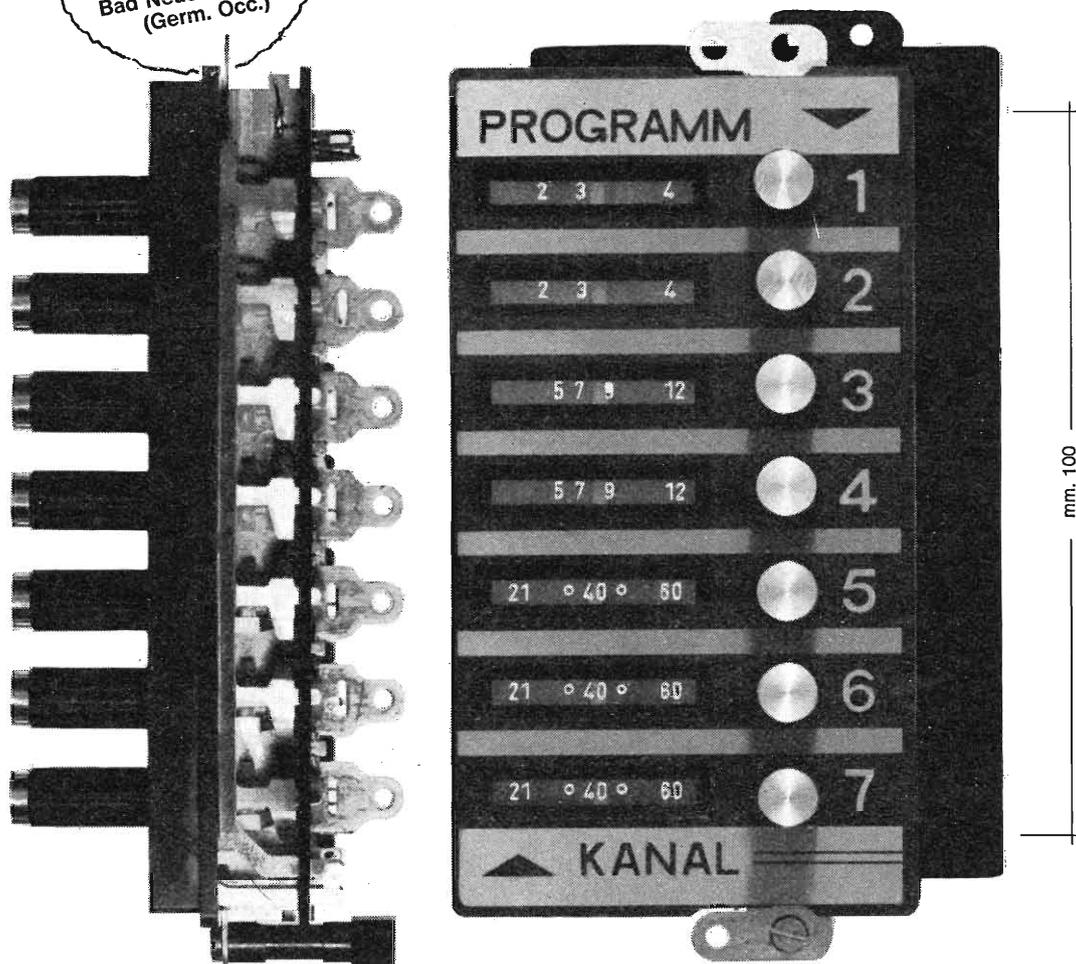
Ditta Ing. OSCAR ROJE

20147 Milano - Via S. Anatalone, 15
Tel. 415.41.41/2/3

00187 Roma - Via Di Porta Pinciana, 4
Tel. 465.630/480.029

pulsantiera potenziometrica Preomat®

per televisori dotati di sintonizzatori VHF-UHF a diodi Varicap e di commutazione

Costruzione compatta e di piccolo ingombro
Elevata stabilità delle piste potenziometriche
(di fabbricazione originale PREH)
Eccezionale precisione di ripristino in sintonia
Bande preselezionabili a piacere su qualunque tasto

Complessi meccanici delle Officine di Precisione

Antonio Banfi 20021 BARANZATE/MILANO VIA MONTE SPLUGA 16 - TEL. 990.1881 (4 LINEE)

FENGELMANN

09002002

ARCO SOCIETÀ PER L'INDUSTRIA ELETTROTECNICA S.p.A.

Sede Legale:
Milano, corso Sempione, 73

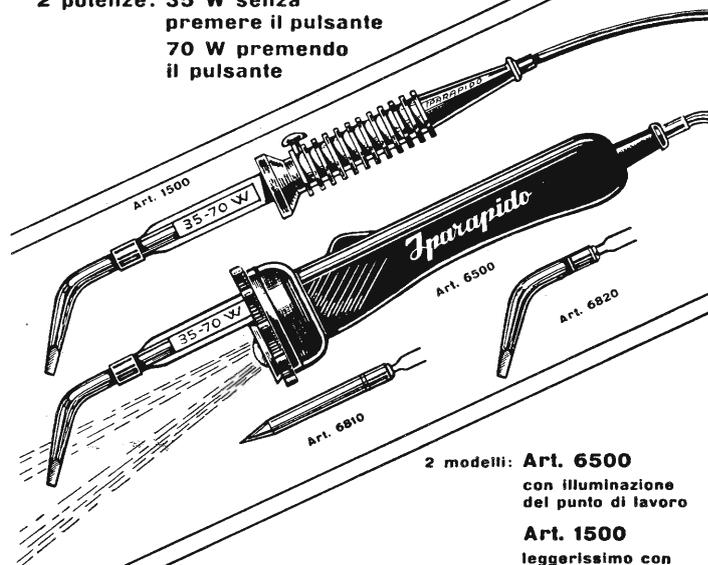
STABILIMENTO DI SASSO MARCONI:
via S. Lorenzo, 10 - Sasso Marconi (Bo)
tel. 841257/8 - telex 51324 Arcosama
Condensatori in film plastico
per usi professionali e civili
Condensatori in carta e olio

STABILIMENTI DI FIRENZE E DEL VALDARNO:
via S. Piero a Quaracchi, 250 - Firenze
tel. 371941/2 - telex 57385 Arcofi
Gioghi di deflessione, trasformatori EAT,
altri componenti per TV in BN e colore
Motorini in c.c.

Direzione Commerciale:
Milano, Corso Sempione, 73
tel. 348779 - telex 33245 Arcomi

Organizzazione Commerciale per l'Italia
Uffici Regionali:
Milano, corso Sempione, 73 - tel. 348736
Roma, piazza Irnerio, 57 - tel. 626507
Bologna, via Grimaldi, 5 - tel. 233011
Torino, via Cernaia, 18 - tel. 537177

Agenti:
Genova, Napoli, Bari, Palermo

Organizzazione Commerciale per l'Estero
Arco Export, Bologna, via Grimaldi, 5 - tel. 233011

Punte saldanti inossidabili " lunga vita „ con attacco a spina

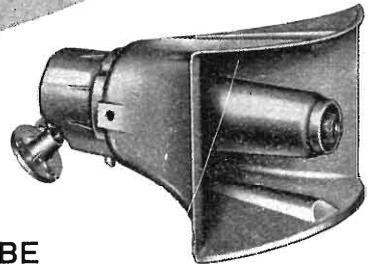
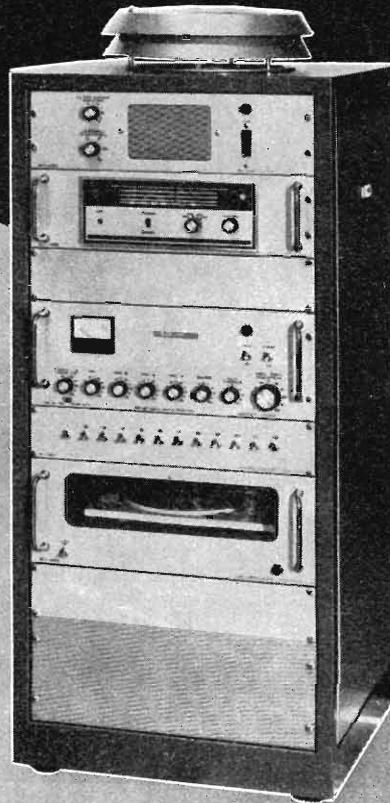
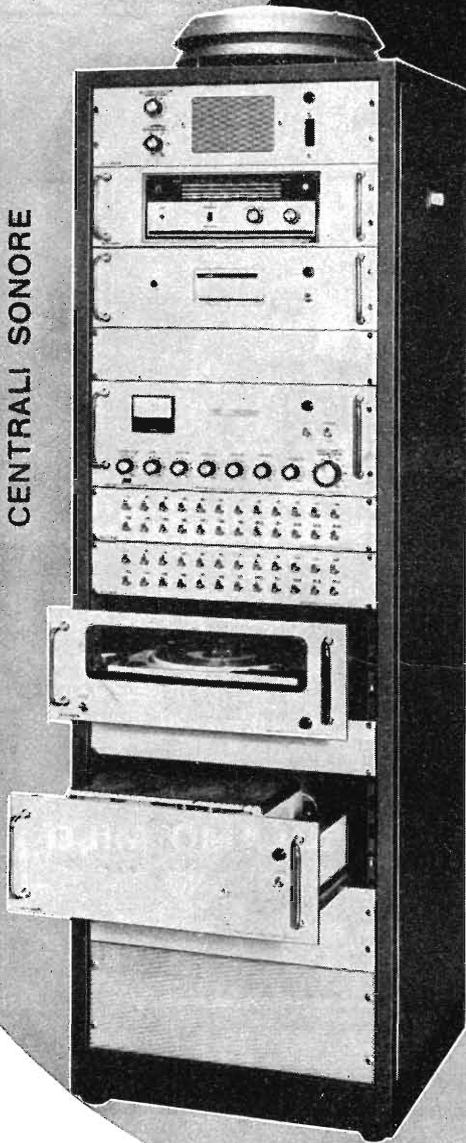
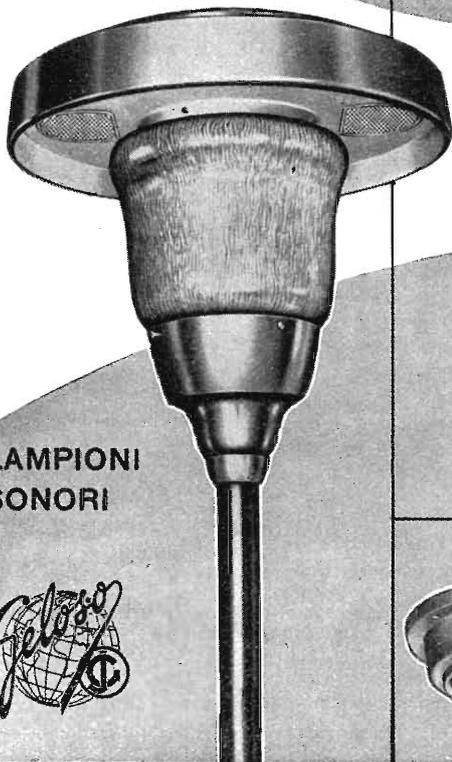
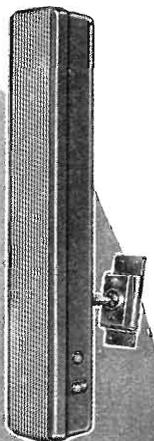
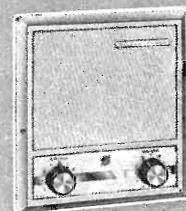
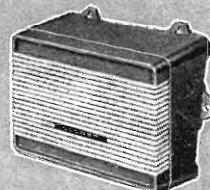
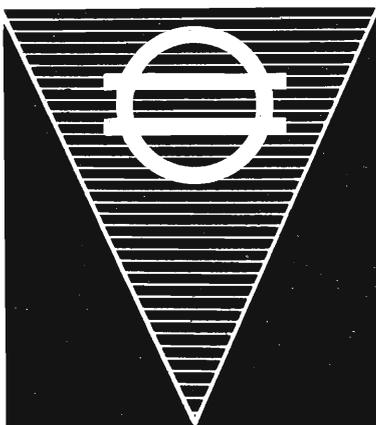
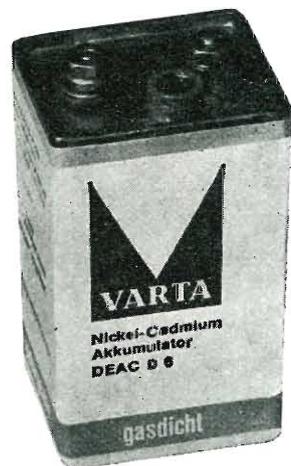
FABBRICA MATERIALI E APPARECCHI PER L'ELETTRICITA
Dott. Ing. PAOLO AITA - 10124 TORINO
Corso S. Maurizio, 65 - Telef. 82.344

E' uscito:

CORSO DI TELEVISIONE A COLORI

In 8 volumi di pagg. 730, con 15 tavole a colori e 23 tavole fuori testo - formato 17 x 24 cm. L. 24.000

Editrice Il Rostro - 20155 Milano

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
CENTRALI SONORE
TROMBE ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI IN CASSETTA E A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI SONORI
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

Accumulatori ermetici al Ni-Cd

RADIO PORTATILI
PROTESI AUDITIVA
ILLUMINAZIONE
APPARECCHIATURE SCIENTIFICHE

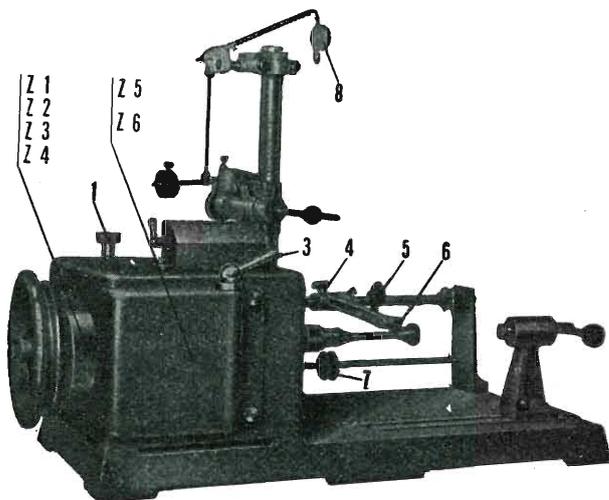
NESSUNA MANUTENZIONE
PERFETTA ERMETICITÀ
POSSIBILITÀ DI MONTAGGIO
IN QUALSIASI POSIZIONE

S. p. A.
Trafilerie e laminatoi di metalli
20123 **MILANO**
VIA A. DE TOGNI 2 - TEL. 876946 - 898442

Rappresentante generale
Ing. GEROLAMO MILO
20129 MILANO
Via Stoppani 31 - Tel. 278980

Ing. R. PARAVICINI S.R.L.

MILANO
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

BOBINATRICI PER INDUSTRIA ELETTRICA

TIPO PV 7

Tipo MP2A
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 1,40 mm.

Tipo AP23
Automatica a spire parallele per fili da 0,06 a 2 mm., oppure da 0,09 a 3 mm.

Tipo AP23M
Per bobinaggi multipli.

Tipo PV4
Automatica a spire parallele per fili fino a 4,5 mm.

Tipo PV7
Automatica a spire incrociate. Altissima precisione. Differenza rapporti fino a 0,0003.

Tipo AP9
Automatica a spire incrociate.

Automatismi per arresto a fine corsa a sequenze prestabilite.

Tipo P 1
Semplice con riduttore.

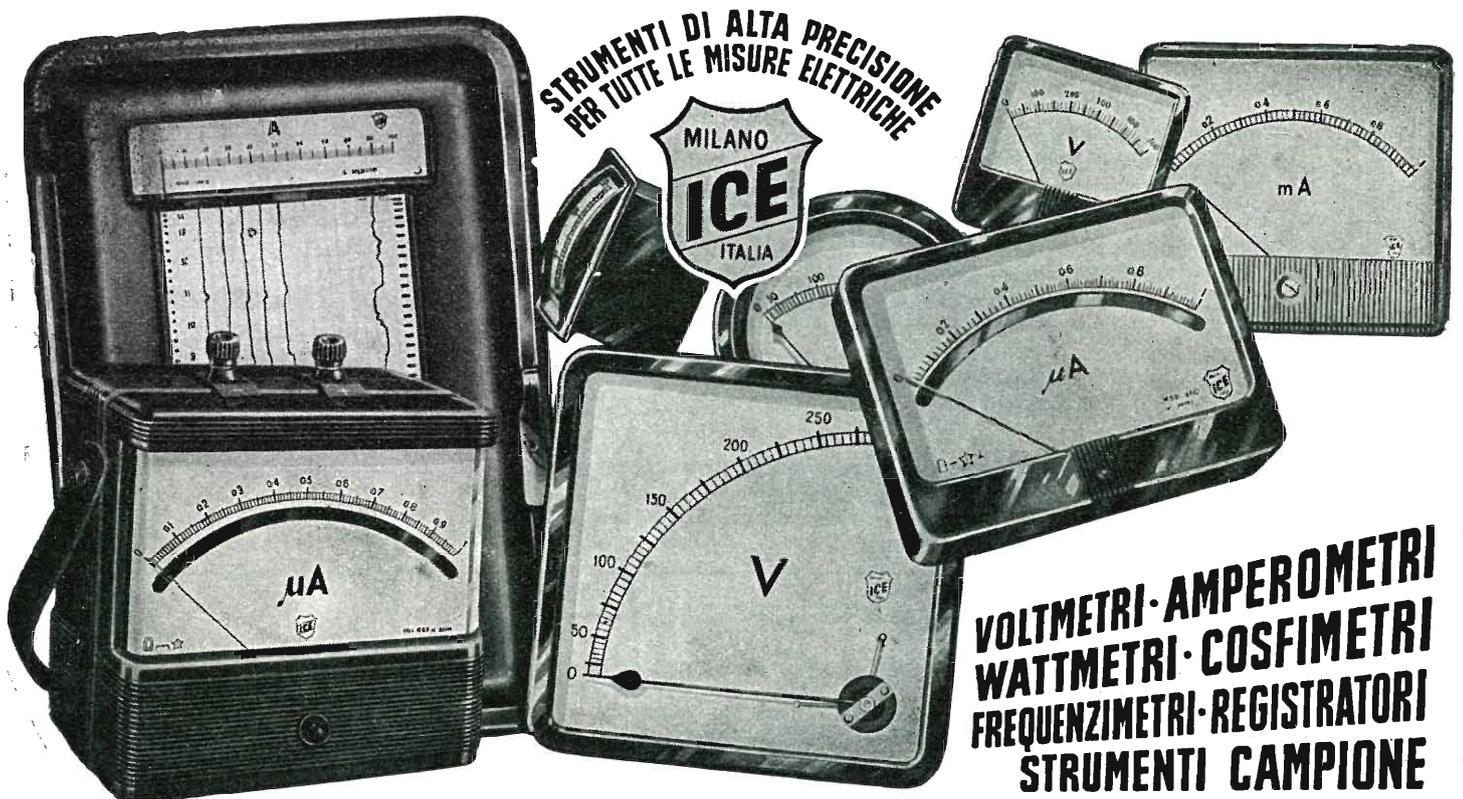
Portarocche per fili ultracapillari (0,015) medi e grossi.

Valvole
Cinescopi
Semiconduttori
Parti staccate
Componenti passivi

Distributore autorizzato

RADIO ARGENTINA

Via Torre Argentina, 47 - Mag. Tel. 565989 - 564111 - Uff. Tel. 6568998 - ROMA

sconti eccezionali - richiedete il nuovo catalogo

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

OSCILLOSCOPIO 5" TRIGGERED

G 402 CR

10 mVpp/cm.

principali caratteristiche

Amplificatore verticale

Risposta di frequenza: dalla cc a 10 MHz (3 dB a 7 MHz).
Risposta ai transistori - Tempo di salita: 0,05 μsec. - **Overshoot:** < 10 %.
Attenuatore: tarato in mVpp cm, regolazione continua ed a scatti (9 posizioni).
Impedenza di ingresso: 1 M Ω con 50 pF in parallelo.
Calibratore: consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm tramite un generatore interno ad onda rettangolare con un'ampiezza di 1 Vpp ± 2%.

Amplificatore orizzontale

Sensibilità: 100 mVpp/cm.
Attenuatore: a regolazione continua.
Impedenza di ingresso: 50 K Ω con 30 pF in parallelo.

Asse tempi

Tipo di funzionamento: ricorrente e comandato.
Portate: da 200 ms/cm a 0,5 μs/cm in 18 portate.
Sincronizzazione: interna, esterna, TV linea, TV quadro ed alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua.

Asse Z

Impedenza di ingresso: 100 KΩ.
Sensibilità: è sufficiente un impulso positivo di 10 V per illuminare la traccia.

Tubo a RC: da 5" a schermo piatto, traccia color verde a media persistenza. Reticolo centimetrato con possibilità di illuminazione.

U N A O H M

della START S.p.A.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI □ ELETTRONICA PROFESSIONALE

□ Stabilimento e Amministrazione: 20068 Peschiera Borromeo - Plasticopoli - (Milano) □ Telefono: 9150-424/425/426 □

MENSILE
DI
TECNICA
ELETTRONICA

N. 3 - marzo 1971 - anno XLIII

SOMMARIO

PROPRIETA' — Editrice il Rostro S.A.S.

DIRETTORE RESPONSABILE — Alfonso Giovene

DIRETTORE TECNICO — Antonio Nicolich

CONSULENTE TECNICO — Alessandro Banfi

COMITATO DI REDAZIONE — Edoardo Amaldi - Gerolamo Bertinato - Mario Cominetti - Fausto de Gaetano - Giorgio Del Santo - Gianfranco Falcini - Alfredo Ferraro - Emilio Grosso - Fabio Ghersel - Gustavo Kuhn - G. Monti Guarneri - Antonio Nicolich - Sandro Novellone - Donato Pellegrino - Paolo Quercia - Arturo Recla - Giovanni Rochat - Almerigo Saitz - Gianfranco Sinigaglia - Franco Visintin

DIREZIONE - REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE - UFFICI PUBBLICITA' — Via Monte Generoso, 6/a - 20155 - MILANO
Tel. 321542 - 322793 - C.C.P. 3/24227

Prezzo di un fascicolo L. 500, abbonamento annuo per l'Italia L. 5000, estero L. 10000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 100 anche in francobolli. Tutti i diritti di proprietà artistica e letteraria sono riservati per tutti i Paesi. La riproduzione di articoli e disegni pubblicati è permessa solo citando la fonte. La responsabilità tecnico-scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni e le teorie dei quali non impegnano la direzione. La parte riservata alla pubblicità non supera il 70%.

Autorizz. Tribunale di Milano 9/9/1948 n. 464 del Registro - Stampa: Ediz. Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi, 6 - Diffusione DIPRESS - C.so Lodi, 47 - Milano

più rendimento minore spesa

con gli accoppiamenti direzionali Siemens

In un impianto collettivo d'antenna le prese ad accoppiamento direzionale offrono sensibili vantaggi rispetto a quelle ad accoppiamento resistivo e capacitivo:

— **le minori attenuazioni di passaggio e di allacciamento** significano minori spese di esercizio

— **il migliore adattamento degli allacciamenti** evita qualsiasi riflessione tra presa e presa

— **l'indipendenza del carico** garantisce una stabile tensione d'antenna

— **l'alto disaccoppiamento tra le utenze** garantisce una ricezione senza disturbi

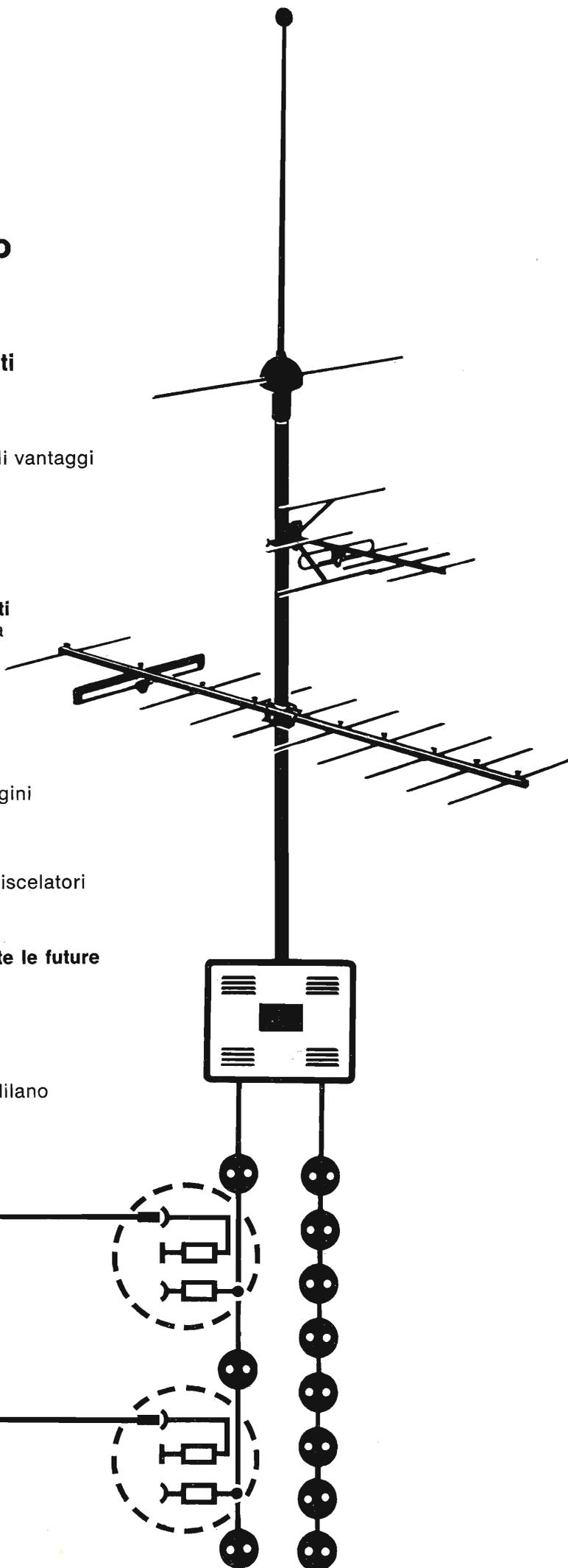
— **la direzionalità del prelievo** assicura la perfetta risoluzione delle immagini della televisione a colori

Gli accoppiamenti direzionali sono vantaggiosamente impiegati anche nei miscelatori e negli amplificatori Siemens

Con gli accoppiamenti direzionali si potranno ricevere piú razionalmente ed economicamente le future trasmissioni in banda V

SIEMENS AG - settore antenne

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA S.P.A. - Via Vipiteno, 4 - Milano

EDITORIALE

A. Nicolich

I drammi dell'indecisione al ministero delle telecomunicazioni

Trecentosettant'anni e più sono trascorsi da quando la perfida genialità del grande avo Guglielmone concepì l'allucinante apparizione sulla tetra piattaforma di Elsynor, fantasma che fece vacillare in modo preoccupante la psiche dell'auriblasonato cavaliere dalla pallida figura, divenuto simbolo di bicornute proposizioni e che amava adornarsi con gusto raffinato di civetuoli elegantissimi teschi sbiancati, spiccanti sul principesco abbigliamento di velluto nero.

Ovunque una decisione debba essere assunta, il dubbio amletico pone un possente freno degno della più avanzata automazione. Un esempio cospicuo vige nell'empireo degli ellissoidi (sfere deformate) governativi, artefici mancati della nostra TVC, dove il trepidante farneticare nel brivido che dà la febbre e il diuturno vano arzigogolare sono finora sfociati nell'unico risultato: il « breakdown » (rottura) degli elissoidi di chi aspetta la televisione a colori.

La massima Autorità costituita competente ha rinnovato l'impegno di instaurare un regolare servizio TVC in Italia, ad una data « non molto vicina », cioé lontana almeno di un tempo avente la soglia necessaria per divellere i candidi petali della raggiata corolla proverbiale e risolvere il dilemma del sistema. Assegniamo ad un petalo il nome PAL, a quello adiacente il nome SECAM, ai successivi alternativamente questi due nomi e sfogliamo con la serenità che ci dà la rassegnazione cristiana... Ma il numero dei petali sembra tendere all'infinito.

Frattanto seducenti immagini iridescenti pervengono ai diseredati Italiani da paesi stranieri: Confederazione Elvetica e Capodistria, che, con squisitezza d'animo, elargiscono una fettina della loro grande torta quotidiana per mitigare l'insaziato nostro appetito di policromia eterea. E noi accettiamo l'elemosina, avvertendo tutta l'amarezza del destare compassione e di ricevere ad un tempo una dura lezione da chi si dimostra superiore e tecnicamente maturo.

Figlio d'Olimpo o di tenebrose latebre, sfoglia la fatidica margherita, mentre noi drizziamo un prego affinché, avulso l'ultimo petalo, tu non debba esclamare « Non ricordo se è PAL o SECAM! ».

I transistori unipolari ad effetto di campo

M. Cominetti

Impiego del transisrore ad effetto di campo a giunzione nella generazione di segnali a dente di sega.

4.1. Introduzione

Nella realizzazione con dispositivi a semiconduttori di segnali a dente di sega ad elevata linearità impiegati come tempi base per oscilloscopi o come tensioni di riferimento nei convertitori analogici digitali, si adottano in prevalenza due disposizioni circuitali:
— l'integratore di Miller
— l'integratore con inseguitore d'emettitore (o bootstrap).
Il primo circuito impiega un amplificatore di tensione ad elevato guadagno e larga banda; il secondo un amplificatore di tensione con guadagno unitario ed elevatissima impedenza d'ingresso [bibl. 1, 2]. Utilizzando i transistori convenzionali è abbastanza facile realizzare un amplificatore con guadagno unitario, mentre è certo più difficile ottenere impedenze d'entrata molto elevate e sufficientemente indipendenti dalle variazioni della temperatura ambiente.
L'impiego del FET in connessione ibrida con un transistore convenzionale permette di ottenere resistenze d'entrata comparabili con quelle dei tubi termoionici e resistenze di uscita non superiori a qualche decina di Ohm.
Risulta così possibile realizzare segnali a denti di sega di lunga durata ad elevata linearità e stabilità termica.
Si è realizzato sperimentalmente un generatore di segnale a dente di sega funzionante sul principio del circuito bootstrap. In fig. 4.1 ne è indicato lo schema di principio, in fig. 4.2 lo schema elettrico completo. La durata della rampa negativa di tensione, di ampiezza 10 volt, è stata regolata a 20 msec, 10 sec e 70 sec. In tutti e tre i casi si è determinata per punti la linearità della rampa con un metodo che verrà descritto al par. 4.6.

4.2. Circuito bootstrap

Nella fig. 4.1 sono indicati gli elementi essenziali del generatore di rampa; ossia il condensatore C, l'interruttore di scarica, l'amplificatore a guadagno unitario ($A = 1$), la tensione di riferimento E, e la resistenza di carica R. Con R_{in} si indica la resistenza d'ingresso dell'amplificatore.
Ad interruttore aperto, una corrente $i_R = E/R$ attraversa il condensatore C, stabilendo ai suoi capi una tensione variabile nel tempo $V(t)$. Se l'amplificatore ha guadagno unitario e l'impedenza d'ingresso è idealmente infinita, la tensione d'uscita $V_0(t)$ riproduce esattamente la tensione $V(t)$ e la corrente di carica della capacità rimane costantemente uguale a i_R. La tensione d'uscita risulta perciò direttamente proporzionale al tempo secondo l'espressione:

$$v_0(t) = A\,v(t) = \frac{q}{c} = \frac{1}{c}\int_0^t i\,dt = \frac{E}{RC}\,t \qquad (4.1)$$

e la pendenza della rampa, ottenuta derivando questa espressione rispetto al tempo, è indipendente dal tempo, ossia:

$$S = \frac{dv_0(t)}{dt} = \frac{E}{RC} \qquad (4.2)$$

Ciò significa che la tensione di uscita dell'integratore ideale è direttamente proporzionale al tempo attraverso un coefficiente costante S che è la pendenza della rampa. Si è così realizzata una conversione lineare tensione-tempo.

4.3. Analisi del circuito

Desiderando ricavare una espressione generale della tensione di uscita e della pendenza, in funzione del tempo, occorre tenere conto di tutti gli elementi del circuito.

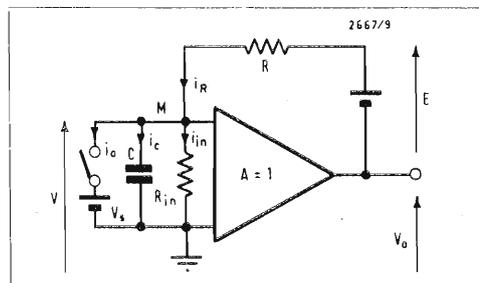



Fig. 4.1. Schema di principio dell'integratore di tipo bootstrap.

Riferendoci ancora alla fig. 4.1 si vede che le correnti confluenti nel nodo M sono:
la corrente di carica del condensatore C:

$$i_c = C\frac{dV}{dt}$$

la corrente che percorre la resistenza equivalente di entrata dell'amplificatore:

$$i_{in} = \frac{V}{R_{in}}$$

la corrente di dispersione della coppia interruttore e FET

$$i_0$$

la corrente risultante che percorre la resistenza R:

$$i_R = \frac{E + V_0 - V}{R}$$

Per le correnti si può scrivere:

$$i_c + i_{in} + i_0 - i_R = 0 \qquad (4.3)$$

ossia:

$$C\frac{dv}{dt} + \frac{v}{R_{in}} + i_0 - \frac{E + v_0 - v}{R} = 0 \qquad (4.4)$$

dividendo per C e ponendo $V_0 = A_v V$ e $R/R_{in} = \alpha$ si ottiene:

$$\frac{dv}{dt} + v\frac{\alpha}{RC} + \frac{i_0}{C} - \frac{E - v(1 - A)}{RC} = 0 \qquad (4.5)$$

Ancora, raccogliendo i termini in V e ponendo

$$\beta = 1 - A$$
$$T = RC$$

si ottiene la generale equazione differenziale lineare del primo ordine a coefficienti costanti in V:

$$\frac{dv}{dt} + v\left(\frac{\alpha + \beta}{T}\right) + \left(\frac{i_0}{C} - \frac{E}{T}\right) = 0 \qquad (4.6)$$

La soluzione in $V(t)$ si ottiene col metodo di variazione della costante arbitraria che viene descritto nell'Appendice.
La soluzione finale, approssimata, è data da:

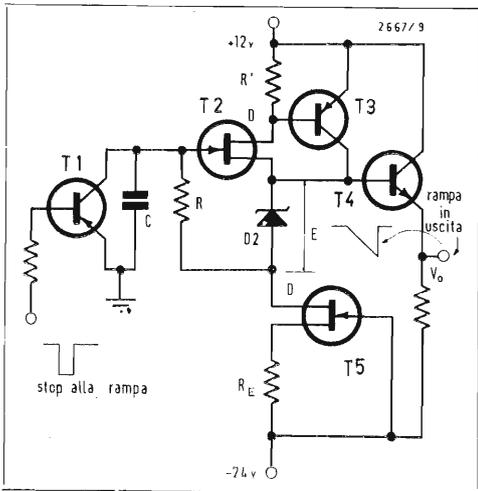
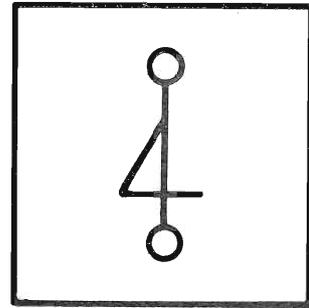



Fig. 4.2. Schema completo dell'integratore con stadio separatore d'uscita a transistore.

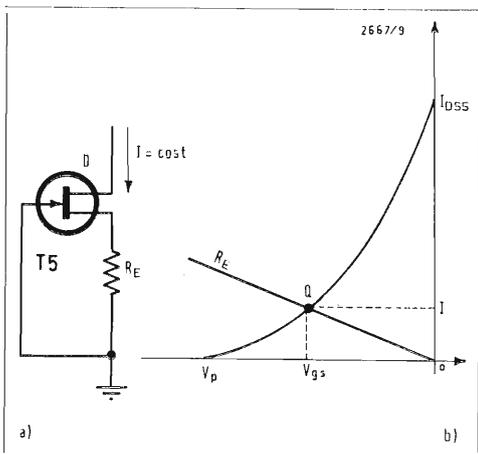



Fig. 4.3. Generatore di corrente costante realizzato con FET. Costruzione grafica dal punto di lavoro *Q*.

$$v_0(t) = A\,v(t) \cong AV_S + A[E - i_0R - V_S(\alpha + \beta)] \frac{t}{T}\left(1 - \frac{t}{T}\frac{\alpha+\beta}{2}\right) \quad (4.7)$$

Di conseguenza la pendenza della rampa risulta:

$$S = \frac{dv_0}{dt} \cong A\frac{E}{T}\left[1 - \frac{i_0R}{E} - \frac{V_S}{E}(\alpha+\beta)\right] \left[1 - \frac{t}{T}(\alpha+\beta)\right] \quad (4.8)$$

4.4. Sorgenti di non linearità

La seconda parentesi quadra della relazione (4.8) contiene un termine che interessa la linearità della rampa perchè dipende dal tempo. Nella prima parentesi vi sono invece termini che modificano l'ampiezza finale della rampa perchè dipendono dalla temperatura (come V_S e α) e dalla tensione di riferimento per la carica (E). Questa ultima difficoltà viene superata impiegando uno Zener ad altissima stabilità termica del tipo 1N3155 IRCI. La tensione dello Zener è di 8 volt circa ed il coefficiente di temperatura di $\pm$ 0,005 parti per cento e per grado.
Se si impiegano inoltre componenti passivi (R e C) di elevata stabilità, il punto cruciale del problema si riduce a realizzare un amplificatore con guadagno unitario e con impedenza di ingresso R_{in} idealmente infinita. Queste condizioni annullano ovviamente i due coefficienti α e β. Se inoltre l'interruttore presenta una resistenza di chiusura estremamente bassa e una corrente di dispersione (quando è aperto) non superiore a qualche nanoampère, entro il campo di variazione della temperatura ambiente, e quindi dell'ordine della corrente di dispersione del FET, la corrente i_0 risulta praticamente trascurabile. In queste condizioni le espressioni (4.7) e (4.8) si riconducono per $A = 1$ a quelle viste per l'integratore ideale, ossia:

$$v_0(t) = \frac{E}{RC}t$$

$$S = \frac{E}{RC}$$

Ritornando ora alla connessione ibrida FET-transistore, è possibile dimostrare che il guadagno incrementale di tensione dello stadio è dato da:

$$A = \frac{dV_0}{dV_i} = \frac{g_m R_k(1 + h_{fe})}{1 + g_m R_k(1 + h_{fe})} \quad (4.9)$$

essendo
g_m = transconduttanza del FET (mA/Volt)
R_K = la resistenza sulla sorgente del FET
$h_{fe} = I_c/I_B$ il guadagno in corrente del transistore.
Per avvicinarsi alla condizione ideale di guadagno unitario è chiaro che occorre mandare ad infinito il termine $g_m R_K(1 + \beta)$ della (4.9). Essendo g_m e β definite dalle caratteristiche del FET e del transistore non resta che aumentare R_K. Tuttavia il valore R_K è limitato dalla massima tensione negativa disponibile senza superare i limiti di tensione sopportabili dai transistori; si supera questo ostacolo alimentando il FET con un generatore a corrente costante. Il generatore a corrente costante si può realizzare semplicemente collegando fra loro il controllo e la sorgente di un FET attraverso una resistenza R_E (fig. 4.3). La corrente continua di polarizzazione viene definita dalla intersezione della resistenza R_E con la caratteristica di trasferimento del FET. Questa corrente I, costante, percorre lo Zener D_2 e si ripartisce fra il FET (T2) e il transistore (T3).
Per definire la corrente I_D che percorre il FET (T2) ci si riferisce alla fig. 4.4a, dove è indicata la coppia FET-transistore Se I è la corrente continua costante che percorre lo Zener si ha

$$I = I_D + I_c$$
$$I_c = h_{fe} I_B$$

dove:
I_D = corrente di raccoglitore del FET (T2)
I_c = corrente di collettore del transistore (T3).
Se h_{ie} è l'impedenza d'entrata del transistore in connessione emettitore comune si ha:

$$I_B = I_D \frac{Rh_{ie}}{R + h_{ie}} \frac{1}{h_{ie}} = I_D \frac{R}{R + h_{ie}} \quad (4.10)$$

$$I_c = h_{fe} I_B = h_{fe} I_D \frac{R}{R + h_{ie}} \quad (4.11)$$

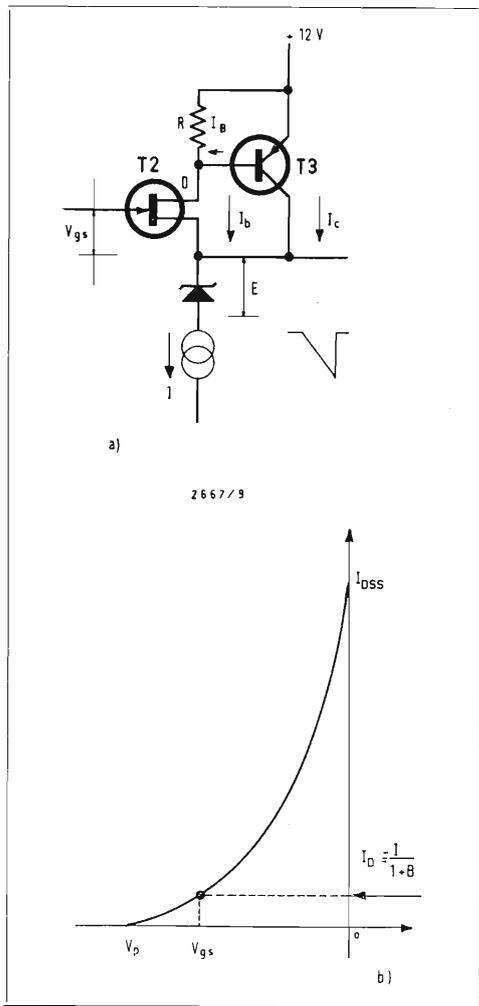



Fig. 4.4. Alimentazione del « source follower » con generatore di corrente costante I.

Perciò

$$I_D = I - I_c = I - h_{fe} I_D \frac{R}{R + h_{ie}} \qquad (4.12)$$

e infine

$$I_D = \frac{I}{1 + h_{fe} \frac{R}{R + h_{ie}}} \qquad (4.13)$$

Assumendo come valori tipici per il transistore IW9628:
$I = 8$ mA
$h_{fe} = 150$
$R = 10^3$ Ohm
$h_{ie} = 5 \cdot 10^3$ Ohm
si ottiene
$I_D \cong 310\ \mu A$

Per questo valore di corrente si deduce dalla caratteristica di trasferimento del FET il valore della tensione V_{GS} tra controllo e sorgente (fig. 4.4b) conducendo per il valore I_D una retta parallela all'asse V_{GS}.
Concludendo, alimentando il FET (T2) con generatore di corrente I_D costante si può trascurare con grande approssimazione il parametro:

$$\beta = 1 - A$$

Anche per il parametro $\alpha = R/R_{in}$, nel caso di rampe di lunga durata, se $R = 10$ M ohm e $R_{in} = 10$ G ohm, si ottiene un valore praticamente trascurabile ($\simeq 10^{-3}$).
Per quanto riguarda la tensione V_S di chiusura dell'interruttore, che coincide con la tensione di saturazione del transistore T1, i listini tecnici riportano come valore tipico 80 mV alla temperatura di 25°C.
Utilizzando una tensione E di 8 volt, il fattore V_S/E risulta perciò inferiore a 0,01, ed il termine $(\alpha + \beta)\ V_S/E$ risulta di certo minore di 0,001.
È importante notare che una notevole fonte di errore sulla linearità delle rampe molto lente è da attribuirsi alla resistenza d'entrata del circuito di prelievo. Poichè la resistenza di uscita del generatore, sul collettore di T3, è dell'ordine di 10 Ohm, una resistenza di carico di 1000 Ohm riduce già il guadagno dell'1%. Pertanto, per disaccoppiare ulteriormente il generatore dall'influenza del circuito di utilizzazione è necessario inserire un inseguitore di emettitore T4 (fig. 4.2).

4.5. Comportamento dell'interruttore

L'interruttore di scarica della capacità è realizzato con un transistore al silicio di tipo PNP8710SGS collegato con emettitore comune in parallelo alla capacità C. In corrispondenza agli impulsi negativi di pilotaggio applicati sulla base il transistore si satura e scarica la capacità determinando la fine della rampa. Si è scelto questo transistore perchè presenta una bassa tensione di saturazione V_S (≤ 80 mV) ed una bassa corrente di dispersione (< 1 nA a 25°C).

4.6. Risultati sperimentali

Si è realizzato un generatore di rampa di tipo bootstrap con stadio di ingresso a FET limitando volutamente lo studio alle rampe di lunga durata; infatti per rampe di breve durata si ottengono ottimi risultati già con i normali transistori e non si vede l'opportunità di usare il FET.
Si riportano, nelle tabelle I, II, e III, i risultati delle misure di distorsione effettuate su rampe della durata di 20 msec, 10 sec e 70 sec rispettivamente.
Il metodo adottato consente una precisione di valutazione di gran lunga superiore a quella ottenuta con i comuni metodi oscilloscopici e fotografici. Si tratta di un metodo di conversione del segnale analogico della rampa in forma digitale. Lo schema di principio è indicato in fig. 4.5. Dopo una opportuna amplificazione, si confronta in un comparatore veloce μA 710 (bibl. 3), la rampa in misura con una tensione di riferimento V_0 molto stabile e regolabile fra i valori estremi di tensione della rampa medesima. Allorchè i livelli di tensione sui due ingressi del comparatore coincidono, a meno di una soglia di indeterminazione di circa 3 mVolt, avviene la commutazione ed il segnale d'uscita dal comparatore segue l'andamento indicato in fig. 4.7.
La tensione d'uscita commuta tra gli istanti T_A e T_B determinando una « porta » della durata complessiva di T_0 millisecondi.
Con un contatore elettronico si è misurata con precisione la durata della porta, e con un voltmetro elettronico la tensione V_0.
Le coppie di valori (T_0, V_0) così ottenuti, sono state riportate nelle tabelle riassuntive. È stato quindi valutato l'incremento di tensione ΔV_0 nel tempo ΔT_0 e la pendenza relativa ai diversi livelli di tensione della rampa, definita come rapporto incrementale $S = \Delta V_0/\Delta T_0$.
Infine si è calcolato l'errore percentuale relativo alla pendenza S^* a metà rampa.

4.7. Considerazioni sull'errore nella misura di distorsione

La tensione di riferimento V_0 è misurata con la precisione $\Delta V'$ di 1 mVolt.

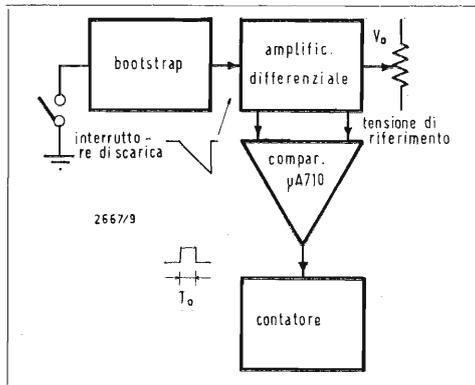
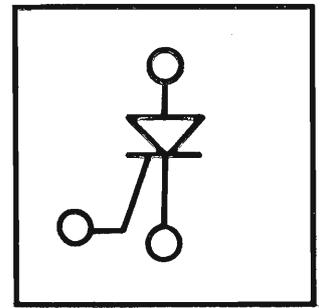



Fig. 4.5. Schema a blocchi del generatore di rampa e del dispositivo di misura della distorsione di non linearità.

La precisione nella misura del tempo dipende invece dal fondo scala che si è stabilito per il contatore elettronico. Per la rampa di 20 msec $\Delta T' = 1$ μsec, per le rampe di 10 e 70 sec $\Delta T' = 1$ msec.
La durata delle prime due rampe è stabilita dagli impulsi di azzeramento di oscillatori molto stabili a 50 Hz e 0,1 Hz e pertanto la misura di T_0 avviene a partire da T_A fino a T_B e l'indicazione del contatore sarà progressivamente decrescente da sinistra verso destra poichè la porta si restringe.
La rampa di 70 sec è invece ottenuta con comando manuale dell'interruttore T_1. Il contatore misura in questo caso il tempo fra l'inizio della rampa e l'istante T_A di commutazione; per questo il conteggio è progressivamente crescente procedendo da sinistra verso destra. Indicando con

$$S = \frac{\Delta V_0}{\Delta T_0} = \frac{V'}{T'} \qquad (4.14)$$

la pendenza della rampa, l'errore assoluto nella misura della pendenza è:

$$|\Delta S| = \frac{\Delta V'}{T'} + \frac{V'}{T'^2}\Delta T' \qquad (4.15)$$

e l'errore relativo percentuale

$$\varepsilon_0 = \frac{|\Delta S|}{S}\ \% = \frac{\Delta V'}{V'}100 + \frac{\Delta T'}{T'}100 \qquad (4.16)$$

dove:
$\Delta V'$ = errore nella misura di V_0
$\Delta T'$ = errore nella misura di T_0.
Dall'osservazione delle tabelle I, II, III si deduce che una rampa di ampiezza 8 V e di durata superiore a 60 secondi è affetta da una distorsione di linearità della pendenza inferiore allo 0,6 ± 0,4%, riferita alla pendenza della rampa a metà durata.

4.8. Influenza delle variazioni di temperatura

Per rampe di lunga durata la variazione della temperatura ambiente può pregiudicare in modo considerevole la stabilità della rampa stessa.
Oltre alla stabilità dei componenti interviene ovviamente la stabilità termica della resistenza d'entrata del bootstrap che, come si è detto dovrà essere molto più elevata della resistenza di carica R. Il vantaggio di utilizzare il FET risulta perciò evidente. Nel caso in cui si utilizzi un transistore a giunzione di tipo convenzionale, seppure ad elevato guadagno in corrente, come il W1150, non è possibile ottenere resistenze di entrata superiori a una decina di megaohm; inoltre la variazione con la temperatura nel campo da 0°C a + 55°C risulta dell'ordine del 50%. In queste condizioni, desiderando ottenere una buona stabilità termica si è costretti a limitare la resistenza di carica a poche centinaia di Kohm. Ad esempio se la resistenza d'entrata varia da 5 Mohm a 0°C a 10 Mohm a + 55°C, con una resistenza di carica di soli 100 Kohm si ottiene già una variazione percentuale della costante di tempo RC, e quindi della pendenza della rampa, superiore all'1%.
L'impiego del FET risolve il problema. Si ottengono infatti resistenze d'ingresso superiori a 10.000 Mohm nel campo di temperatura da 24°C a + 55°C, e cioè di 2000 ordini di grandezza superiori ai valori ottenibili col transistore.
La misura della resistenza equivalente d'entrata si è fatta scollegando la resistenza R dal circuito, caricando il condensatore C ad una tensione di 2 V positivi e misurando con un voltmetro elettronico, inserito all'uscita del bootstrap, il decadimento della tensione nel tempo (si misura sull'uscita e non direttamente sul condensatore C per non modificare

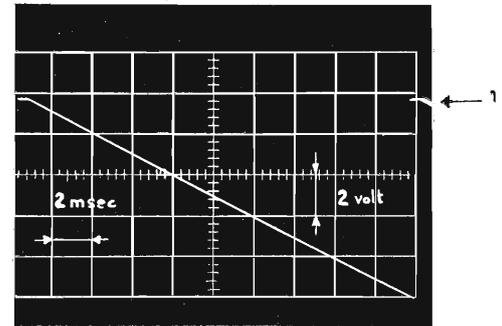



Fig. 4.6. Rampa di durata T = 20 ms vista all'oscilloscopio sulla base del transistore T4-A.

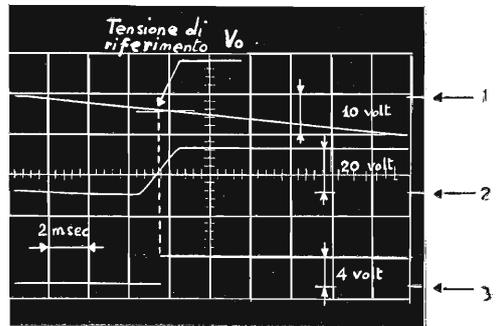



Fig. 4.7. 1. Rampa di tensione (base T4-A); 2. Amplificazione e limitazione della rampa (collettore T4-A); 3. Uscita del comparatore μA 710.

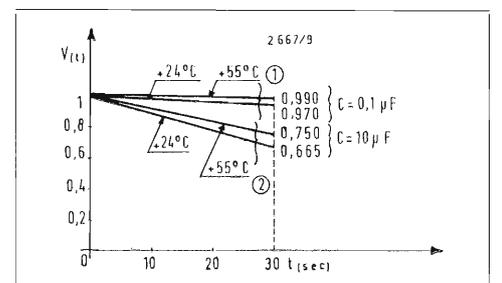



Fig. 4.8. Scarica della capacità C sulla resistenza d'ingresso R_{in}.

il valore effettivo della resistenza d'ingresso). Si è quindi riportato in fig. 4.8 l'andamento della tensione di scarica per diversi valori di temperatura (0-C, (24°C, 55°C) nei due casi in cui si utilizzi il FET oppure il transistore.

Le differenze che si misurano sono notevoli. Il condensatore C, caricato alla tensione V_0, si scarica sulla resistenza R_{in} e la tensione segue la nota legge esponenziale decrescente:

$$V = V_0 \exp\left(-\frac{t}{R_{in}\,C}\right) \qquad (4.17)$$

ossia

$$\frac{V_0}{V} = \exp\left(\frac{t}{R_{in}\,C}\right) =$$

$$= 1 + \frac{t}{R_{in}\,C} + \frac{1}{2}\left(\frac{t}{R_{in}\,C}\right)^2 + \ldots \qquad (4.18)$$

Limitandoci ai primi due termini dello sviluppo si ottiene

$$\frac{V_0}{V} \cong 1 + \frac{t}{R_{in}\,C} \qquad (4.19)$$

e quindi

$$R_{in} \cong t\,\frac{1}{C(V_0/V - 1)} \qquad (4.20)$$

Per l'ingresso a FET si ottiene:

$$R_{in}(24°C) \cong 30\,\frac{1}{10^{-7}(1{,}03 - 1)} \cong 10000\ M\Omega$$

$$R_{in}(55°C) \cong 30\,\frac{1}{10^{-7}(1{,}01 - 1)} \cong 30.000\ M\Omega$$

mentre per l'ingresso a transistore

$$R_{in}(24°C) \cong 30\,\frac{1}{10^{-5}\,(1{,}5 - 1)} \cong 6\ M\Omega$$

$$R_{in}(55°C) \cong 30\,\frac{1}{10^{-5}(1{,}33 - 1)} \cong 9\ M\Omega$$

In fig. 4.8 è rappresentato l'andamento della scarica della capacità sulla resistenza d'ingresso del bootstrap.

I decrementi della $V(t)$ nel tempo di 30 secondi permettono di determinare con sufficiente approssimazione il valore effettivo della R_{in} nei due casi.

In fig. 4.9 è rappresentato lo schema elettrico completo del generatore di rampa e del dispositivo di misura della distorsione di linearità della rampa.

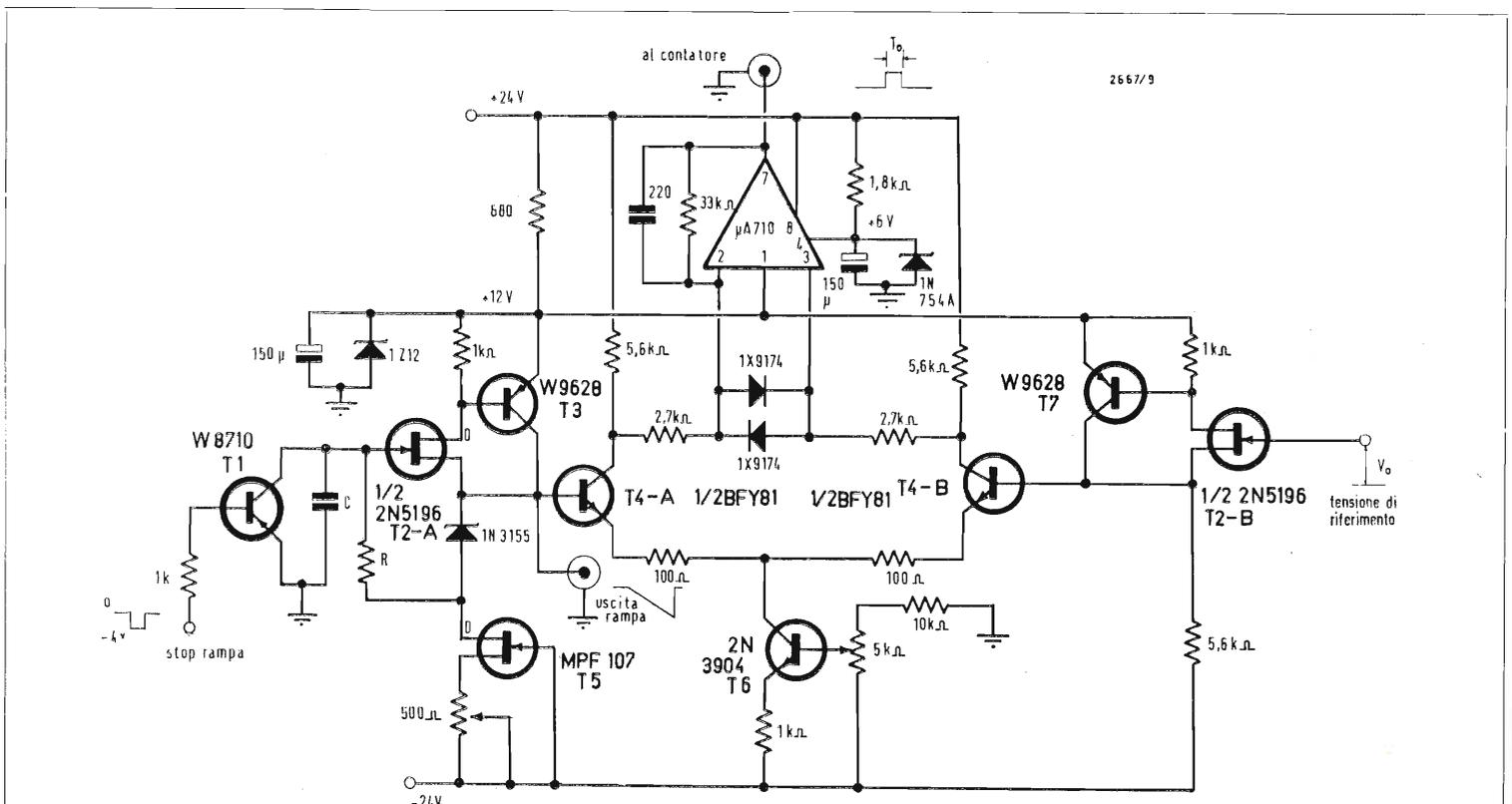



Fig. 4.9. Schema completo del generatore di rampa e del dispositivo di misura della distorsione di non linearità.

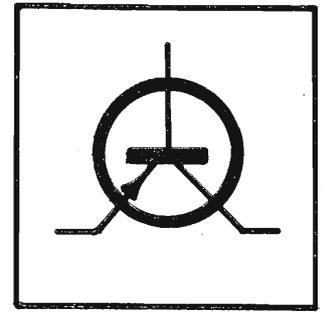



TABELLA I Durata della rampa 20 msec

V_0 (volt)	T_0 (msec)	$\lvert \Delta V_0 \rvert$ (volt)	ΔT_0 (msec)	$S = \dfrac{\Delta V_0}{\Delta T_0}$ (volt/msec)	$\Delta S = \lvert S - S^* \rvert$	$\varepsilon\% = \dfrac{\Delta S}{S^*} 100$
+1,000	17340	—	—	—	—	—
–0,048	14887	–1,048	2453	0,4272	0,0013	0,290
–0,552	13707	–0,504	1180	0,4271	0,0012	0,281
–1,081	12467	–0,529	1240	0,4268	0,0009	0,211
–1,534	11406	–0,453	1061	0,4269	0,0010	0,234
–2,060	10171	–0.526	1235	0,4259	—	—
–2,501	9135	–0,441	1036	0,4256	0,0003	0,070
–3,016	7927	–0,515	1208	0,4263	0,0004	0,093
–3,530	6719	–0,514	1208	0,4254	0,0005	0,117
–4,015	5578	–0,485	1141	0,4250	0,0009	0,211
–4,531	4364	–0,516	1214	0,4250	0,0009	0,211
–5,048	3147	–0,517	1217	0,4248	0,0010	0,234
–5,505	2072	–0,457	1075	0,4251	0,0008	0,187
–6,009	890	–0,504	1182	0,4263	0,0004	0,093

$\Delta V' = 10^{-3}$ v
$\Delta T' = 10^{-6}$ sec $\varepsilon_0 = \dfrac{10^{-3}}{0,5} 10^2 + \dfrac{10^{-6}}{10^{-3}} 10^2 \simeq 0,3\%$
$V' \simeq 0,5$ v
$T' \simeq 10^{-3}$ sec

Tabella II. - DURATA DELLA RAMPA: 10 sec

V_0 (volt)	T_0 (msec)	$\lvert \Delta V_0 \rvert$ (volt)	ΔT_0 (msec)	$S = \dfrac{\Delta V_0}{\Delta T_0}$ (volt/msec)	$\Delta S = \lvert S - S^* \rvert$	$\varepsilon\% = \dfrac{\Delta S}{S^*} 100$
+1,407	7488	—	—	—	—	—
+0,498	6594	0,909	894	0,8130	0,0036	0,4408
+0,004	5986	0,494	608	0,8125	0,0041	0,5020
–0,546	5310	0,550	676	0,8136	0,0030	0,3673
–1,041	4698	0,495	612	0,8112	0,0054	0,6612
–2,070	3438	1,029	1260	0,8166	—	—
–2,511	2896	0,441	542	0,8136	0,0030	0,3673
–3,025	2263	0,514	633	0,8120	0,0046	0,5633
–3,508	1670	0,483	593	0,8145	0,0021	0,2571
–4,178	846	0,670	824	0,8131	0,0035	0,4286
–4,493	455	0,315	393	0,8224	0,0058	0,7102

$\Delta V' = 10^{-3}$ v
$\Delta T' = 10^{-3}$ sec $\varepsilon_0 = \dfrac{10^{-3}}{0,5} 10^2 + \dfrac{10^{-3}}{0,5} 10^2 = 0,4\%$
$V' \simeq 0,5$ v
$T' \simeq 0,5$ sec

Appendice

La soluzione dell'equazione differenziale lineare (4.6) si può ottenere col metodo di Lagrange, detto anche metodo di variazione della costante arbitraria; risolvendo dapprima l'equazione omogenea, ossia l'equazione di origine in cui si pone uguale a zero il termine noto. L'equazione omogenea:

$$\frac{dv}{dt} + v\left[\frac{\alpha+\beta}{T}\right] = 0 \qquad (4.21)$$

ammette la soluzione

$$v = \exp\left(-\frac{\alpha+\beta}{T}\right) \cdot e^{c} \qquad (4.22)$$

Ammettendo ora una dipendenza dal tempo della costante arbitraria:

$$e^{c} = K(t) \qquad (4.23)$$

si ottiene

$$v(t) = \exp\left(-\frac{\alpha+\beta}{T}\right) t\, K(t) \qquad (4.24)$$

e

$$\frac{dv}{dt} = \frac{dK}{dt} exp\left(-\frac{\alpha+\beta}{T} t\right) - K\frac{\alpha+\beta}{T} exp\left(-\frac{\alpha+\beta}{T} t\right) \qquad (4.25)$$

Sostituendo queste espressioni nella equazione generale (4.6) e semplificando si ottiene:

$$\frac{dK}{dt} exp\left(-\frac{\alpha+\beta}{T}\right) t + \left(\frac{i_0}{c} - \frac{E}{T}\right) = 0 \qquad (4.26)$$

Essa ammette come soluzione:

$$K = \left[\frac{E}{T} - \frac{i_0}{c}\right] \frac{T}{\alpha+\beta} exp\left[\frac{\alpha+\beta}{T} t\right] + \text{cost} \qquad (4.27)$$

Sostituendo questa espressione nella (4.24) si ottiene:

$$v = \left[\frac{E}{T} - \frac{i_0}{c}\right] \frac{T}{\alpha+\beta} + \exp\left[-\frac{\alpha+\beta}{T} t\right] \text{cost} \qquad (4.28)$$

Tabella III. - DURATA DELLA RAMPA: 70 sec

V_0 (volt)	T_0 (msec)	$\lvert \Delta V_0 \rvert$ (volt)	ΔT_0 (msec)	$S = \frac{\Delta V_0}{\Delta T_0}$ (volt/msec)	$\Delta S = \lvert S - S^* \rvert$	$\varepsilon\% = \frac{\Delta S}{S^*} 100$
+1,532	2854	—	—	—	—	—
+1,000	7835	0,532	4981	0,1068	0,0003	0,2801
+0,500	12478	0,500	4643	0,1076	0,0005	0,4668
+0,016	16979	0,484	4501	0,1075	0,0004	0,3734
—0,509	21900	0,525	4921	0,1066	0,0005	0,4668
—1,054	26978	0,545	5078	0,1073	0,0002	0,1867
—1,508	31195	0,454	4217	0,1076	0,0005	0,4668
—2,009	35870	0,501	4675	0,1071	—	—
—2,502	40467	0,493	4597	0,1072	0,0001	0,0933
—3,001	45154	0,499	4687	0,1064	0,0007	0,6535
—3,508	49890	0,507	4736	0,1070	0,0001	0,0933
—4,018	54655	0,510	4765	0,1070	0,0001	0,0933
—4,509	59243	0,491	4588	0,1070	0,0001	0,0933
—5,025	64090	0,516	4847	0,1064	0,0007	0,6535
—5,500	68514	0,475	4424	0,1073	0,0002	0,1867

$\Delta V' = 10^{-3}$ v
$\Delta T' = 10^{-3}$ sec
$V' \simeq 0{,}5$ v
$T' \simeq 5$ sec

$$\varepsilon_0 = \frac{10^{-3}}{0{,}5} 10^2 + \frac{10^{-3}}{5} 10^2 = 0{,}22\,\%$$

Per definire il valore della costante è necessario ricorrere alla condizione iniziale. Essa impone che per $t = 0$ l'interruttore non ideale, chiuso, presenti ai suoi capi la tensione V_S che corrisponde alla tensione di saturazione del transistore T1. Con queste posizioni la (4.28) diventa:

$$V_S = \left[\frac{E}{T} - \frac{i_0}{c}\right] \frac{T}{\alpha+\beta} + \text{cost} \quad (4.29)$$

da cui

$$\text{cost} = V_S - \left[\frac{E}{T} - \frac{i_0}{c}\right] \frac{T}{\alpha+\beta} \quad (4.30)$$

Con questo valore della costante l'integrale generale della equazione (4.6) diventa:

$$v(t) = \left(\frac{E}{T} - \frac{i_0}{c}\right) \frac{T}{\alpha+\beta} \left[1 - \exp\left(-\frac{\alpha+\beta}{T}\right)\right] + V_S \exp\left[-\frac{\alpha+\beta}{T} t\right] \quad (4.31)$$

Questa è la soluzione esatta che si cercava per l'equazione (4.6). Tuttavia per le applicazioni sperimentali si preferisce ricorrere ad una relazione approssimata, ma più semplice, sviluppando in serie il termine esponenziale secondo lo sviluppo di e^x, ossia:

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} + \ldots \quad (4.32)$$

dove

$$x = -\frac{\alpha+\beta}{T} t \quad (4.33)$$

$(-\infty < x < +\infty)$

Dopo semplici passaggi algebrici e trascurando i termini di ordine superiore al secondo si ottiene infine la soluzione (4.7).

Bibliografia

1. Ridler «*Solid state bootstrap sweep generator*» PRC. IEE vol. 114. N. 12. December 1967.
2. Millman-Taub «*Pulse and digital circuits.*»
3. J. Widlar, «*A high speed differential comparator.*» Application Report. December 1965. SGS.

L. Cesone

Processi industriali e calcolatori elettronici

J. Bague, P. Juguet

Ormai da diverso tempo, una abbondante letteratura specializzata nel settore del trattamento delle informazioni ha diffuso presso un pubblico sempre più ampio i concetti e l'importanza del calcolo e del controllo mediante dispositivi elettronici. Spesso, tuttavia, gli autori che trattano del suddetto argomento non si preoccupano di illustrare con sufficiente chiarezza le sostanziali differenze che contraddistinguono calcolatori industriali destinati al controllo ed al comando di processi, dai calcolatori scientifici o destinati al calcolo gestionale. Quantunque la struttura di base di queste due famiglie di calcolatori sia essenzialmente identica, le particolari funzioni cui è destinato il calcolatore ad indirizzo strettamente industriale, gli conferiscono una sua particolare individualità che spesso alcuni autori pare dimentichino.

Evoluzione dei calcolatori nel settore dei processi industriali

La crescente presenza dei dispositivi di calcolo destinati al controllo automatico di processi industriali è senza dubbio un fenomeno dovuto alla convergenza di numerosi fenomeni accessori:
— l'importanza assunta dalla cibernetica intesa come scienza generale dell'organizzazione e della regolazione;
— il progresso attuato per quanto riguarda l'analisi dei fenomeni fisici che entrano in giuoco nei processi industriali;
— il notevole sviluppo realizzato nel settore della teoria generale sull'informazione;
— l'aumentare in complessità delle unità produttive;
— il progredire delle tecniche di costruzione elettronica;
— la diminuzione nei costi dei componenti elettronici attivi;
— il maggior spirito di adattamento alle esigenze industriali.
Si noti che esiste una certa differenza fra l'apparizione dei primi dispositivi di calcolo numerici nel settore della gestione e del calcolo scientifico e quella dei dispositivi di calcolo destinati al controllo industriale. Nel corso di una decina d'anni, si è ritenuto che un calcolatore considerato come strumento industriale, si rendesse economicamente utile soltanto nel caso in cui fosse in grado di poter assumere il controllo, il comando e l'ottimizzazione globale di un intero complesso.
D'altra parte ci si trovava, per lo meno nella maggioranza dei casi, di fronte alla difficoltà di concepire dei sistemi industriali enormi, difficoltà dovute in gran parte ad un contesto economico ed industriale assolutamente non preparato ad un tale approccio globale.
Posti di fronte alle difficoltà ed alla limitatezza del mercato conseguenze della predetta situazione, i costruttori hanno ritenuto opportuno di semplificare deliberatamente la struttura dei calcolatori onde renderli adatti ad assumere in termini economici il controllo ed il comando anche di un procedimento industriale singolo. Questa tendenza, non esclude naturalmente la costruzione di sistemi comprendenti un complesso di numerosi piccoli calcolatori, tutti opportunamente destinati alla gestione integrata di una intera officina.
Lo studio in termini economici di un automatismo, in funzione della complessità del processo, mostra che per sistemi relativamente semplici, quelle soluzioni più economiche sono impieganti dispositivi elettromeccanici. Problemi di controllo di maggior complessità necessitano naturalmente di soluzioni interamente elettroniche mentre, infine, problemi di notevole complessità richiedono soluzioni del tipo a logica programmata. La relativa economicità e convenienza delle soluzioni citate in funzione delle situazioni di complessità esistenti sono rappresentate in forma grafica dalle curve di figura 1.
Come diretta conseguenza delle considerazioni citate, appare necessario — ed i costruttori di calcolatori si sono appunto impegnati in questo senso — abbassare quanto più possibile la soglia di rendimento, onde consentire ai calcolatori di essere impiegati più largamente. Naturalmente, per facilitare questo processo di diffusione dei metodi automatici si è ricercato un compromesso fra la semplificazione della struttura dei dispositivi ed il mantenimento delle caratteristiche che conferiscono al sistema facilità di impiego ed universalità. Questa ricerca è stata facilitata dall'apparizione e dallo sviluppo delle tecniche elettroniche così dette della terza generazione: trattasi dei circuiti integrati i quali hanno contribuito notevolmente alla riduzione dei costi di produzione dei calcolatori per il controllo dei processi industriali.
Inoltre, lo sviluppo attuale dei calcolatori industriali è dovuto in notevole misura alle esigenze di due specifici settori di applicazione che sono stati i primi a richiedere l'impiego della classe di macchine che ci accingiamo ad illustrare.
Trattasi dei complessi automatici di tipo militare per i quali si è posto il problema del trattamento dei dati in tempo reale, nonchè dei dispositivi di manipolazione e di prova sperimentale che pongono il problema derivante dalla necessità di trattamento di dati assai numerosi, relativi a fenomeni di differenti caratteristiche e di rapidissima acquisizione.
In quest'ultimo tipo di utilizzazioni, il calcolatore si rivela sovente indispensabile indipendentemente da qualsiasi studio comparativo a carattere economico.
Il campo di applicazione dell'automatismo ha assunto praticamente dimensioni notevolissime grazie ai progressi costanti e continui della tecnica elettronica, progressi che consentono di risolvere brillantemente e con elevato grado di sicurezza qualsiasi tipo di problema industriale, non solo di sorveglianza e di controllo, ma anche di comando e di ottimizzazione del processo. Tali automatismi possono essere classificati in due grandi categorie:
— automatismi per il trattamento delle informazioni,
— automatismi per la conduzione automatica di processi.

Gli automatismi per il trattamento delle informazioni

Questo tipo di automatismo limita le proprie funzioni all'acquisizione delle informazioni ed alla loro eventuale analisi, ma esclude del tutto la funzione di comando.
Nei confronti delle soluzioni classiche, il calcolatore elettronico apporta i seguenti vantaggi: nessun limite nei confronti dei canali di misura; centralizzazione degli stati e dei canali analogici; possibilità di

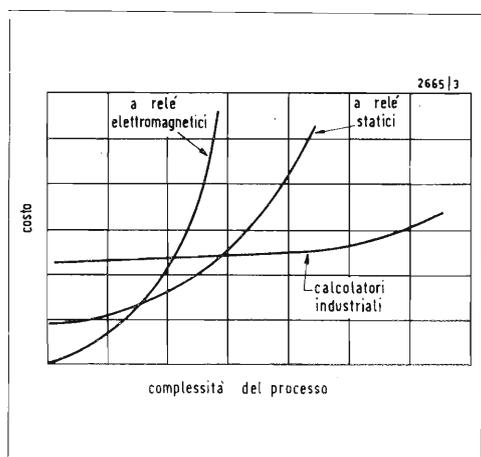



Fig. 1. Quando la complessità di un processo è limitata, il costo dei sistemi di controllo elettromeccanici è inferiore a quello relativo ad un calcolatore industriale.

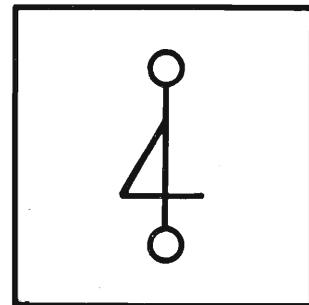
eseguire misure di tipo differente (temperatura, pressione, consumo...); capacità di variare la frequenza di campionatura a discrezione dell'operatore; eliminazione automatica delle misure interferenti mediante calcolo della media o compensazione statistica; possibilità di confronto a soglie variabili; capacità disorveglianza dei gradienti; cronologia dei difetti, registrazione della storia di funzionamento in caso di grave avaria; capacità di porre in relazione i difetti; possibilità di stabilire delle statistiche; calcolo dei rendimenti; presentazione comoda dei risultati mediante macchine scriventi, schermi di visualizzazione, visualizzazione, su richiesta, mediante valvole numeratrici del tipo Nixie; possibilità di immagazzinamento dei risultati parziali su nastro magnetico per reimpiego al termine di una serie di operazioni; possibilità di emissione di dati in direzione di centri di calcolo o — al contrario — acquisizione di misure a distanza (teletrattamento).
Come esempio in questo campo possono citarsi la sorveglianza delle reti di distribuzione dell'energia, la tenuta del giornale di bordo sulle navi, la cromatografia automatica, ecc.

Gli automatismi destinati alla conduzione di processi

Gli automatismi destinati alla conduzione di processi sono naturalmente più completi di quelli precedentemente citati nel paragrafo precedente ed assolvono a quattro funzioni fondamentali: acquisizione delle informazioni, analisi delle medesime ed emissione di ordini decisionali, produzione di comandi, ed infine collegamenti di tramite con l'operatore.
A questo punto occorre definire che nel controllo dei processi industriali devono essere distinte differenti fasi, e precisamente:
— a livello di un processo: acquisizione di informazioni e sorveglianza; calcolo delle prestazioni; controllo numerico diretto; controllo supervisivo a variabili multiple (ottimizzazione); comando sequenziale; determinazione delle comunicazioni fra operatore e processo sotto controllo;
— a livello di unità o di officina: controllo multiplo di processo; programma di produzione e di previsione.
Delle numerose realizzazioni esistenti in questo settore citeremo, a titolo d'esempio, l'ottimizzazione delle colonne di distillazione ed il rifornimento automatizzato dei prodotti petroliferi; la conduzione controllata di centrali termiche e nucleari; la conduzione automatizzata e l'ottimizzazione in fase di caricamento degli altiforni.

L'impiego del calcolatore elettronico come organo di comando consente di ridurre i costi di produzione migliorando nel contempo il livello di regolarità e di qualità dei prodotti. Segnaliamo alcuni vantaggi particolarmente interessanti del calcolatore quali la costanza di regolazione; l'introduzione di sistemi autoadattanti; la sicurezza di comandi ottenuta mediante controllo a posteriori della posizione degli organi di comando; la possibilità di simulare gli stati più differenti del processo (per esempio, nuovo stato di una rete di distribuzione elettrica a seguito del distacco fittizio di un teleruttore).

Organizzazione di un sistema di controllo-comando

Un sistema per il trattamento delle informazioni destinato ad agire nel settore industriale è costituito da tre importanti settori:
— il calcolatore propriamente detto, vale a dire l'unità centrale di calcolo, i dispositivi di entrata-uscita e gli organi periferici classici;
— gli organi periferici strettamente collegati al sistema industriale;
— il software.
Prima di definire la configurazione di un sistema, occorre rendersi conto del fatto che è necessario analizzare prima il problema da risolvere e solo successivamente scegliere il materiale necessario per attuare la soluzione. Sebbene tale principio appaia evidente, l'esperienza ha mostrato che la maggior parte degli insuccessi nel settore del trattamento delle informazioni sono imputabili all'aver trascurato il suddetto principio informatore. Data la notevole importanza dell'argomento desidereremmo insistere ulteriormente su altri aspetti del problema che riteniamo particolarmente importanti.
A livello di assunzione dei dati di entrata, lo studio di un sistema per il trattamento delle informazioni può essere rapportato a quello di assunzione di misure. In questa fase, per esempio, un lavoro di standardizzazione delle termocoppie, anche se non indispensabile, consentirà di guadagnare un tempo notevole nella redazione dei programmi e limiterà sensibilmente lo spazio occupato negli organi di memoria. Inversamente il fatto di poter disporre di un calcolatore consentirà di ridurre i consumi.
Quando il calcolatore agisce come organo di comando, occorre studiare con notevole precisione il problema consistente nella ripresa del funzionamento manuale a differenti livelli (per l'intera unità o per complesso funzionale).
— La sistemazione fisica delle apparecchiature può introdurre problemi di raccordo che occorre studiare separatamente (schermatura di particolari conduttori, assunzione di precauzioni contro la generazione di disturbi o di parassiti).
— Le procedure di conduzione del sistema devono essere semplificate ed accessibili ad un personale non particolarmente addestrato e specializzato nel campo del trattamento dei dati (dialogo uomo/macchina).
— È evidente che mentre a livello di vari organi del calcolatore sono possibili determinate operazioni di trasferimenti, gli stessi trasferimenti non sono compatibili fra uomo e macchina infatti, per esempio, un calcolatore stampa dei risultati con una velocità notevolmente superiore alle capacità di lettura di un operatore. È dunque necessario che la macchina

nata per sollevare la fatica dell'uomo non giunga a sommergerlo sotto una valanga di dati difficilmente controllabili; in questo settore è assai più utile una visualizzazione dei risultati su richiesta dell'operatore, piuttosto che una fornitura sistematica dei medesimi.

Puntualizzati i precedenti concetti, a questo punto siamo in grado di fornire l'organigramma di un sistema di controllo/comando (figura 2). Vi si osserva: il calcolatore propriamente detto costituito dall'unità centrale, dal sistema di interruzione, dal canale programmato (figura 3) dal canale automatico, dal lettore del nastro, dal perforatore del nastro, dalla macchina scrivente di servizio, dall'unità a dischi, da quella a banda magnetica, dal dispositivo di visualizzazione su schermo, dalla stampatrice rapida. Seguono i dispositivi industriali di entrata: canali di conteggio, canali logici (contatti), canali numerici (codificatori), canali analogici (temperatura pressione, ...), pulpito di comando e dispositivo di controllo cronologico in tempo reale. Concludono i dispositivi industriali di entrata: dispositivi di comando « on-off », convertitori analogici/numerici proporzionali, dispositivi di incremento, dispositivi di lettura numerica Nixie.

Caratteristiche specifiche dei calcolatori industriali

In questo paragrafo tratteremo principalmente dell'unità centrale e dei sistemi entrata-uscita. I differenti criteri che ic apprestiamo ad esaminare sono i seguenti: universalità; trattamento in tempo reale; modularità; funzioni logiche; formato entrata-uscita; sicurezza; affidabilità capacità ed attitudini al mantenimento.

Universalità. La prima qualità di un calcolatore industriale è senza dubbio la sua universalità. Si deve intendere questo termine nel senso che la macchina deve essere in grado di elaborare informazioni di qualsiasi tipo per risolvere problemi di natura differentissima quali ad esempio la conduzione di un laminatoio o la sorveglianza di una rete di distribuzione dell'energia elettrica.

Trattamento in tempo reale. L'organizza-

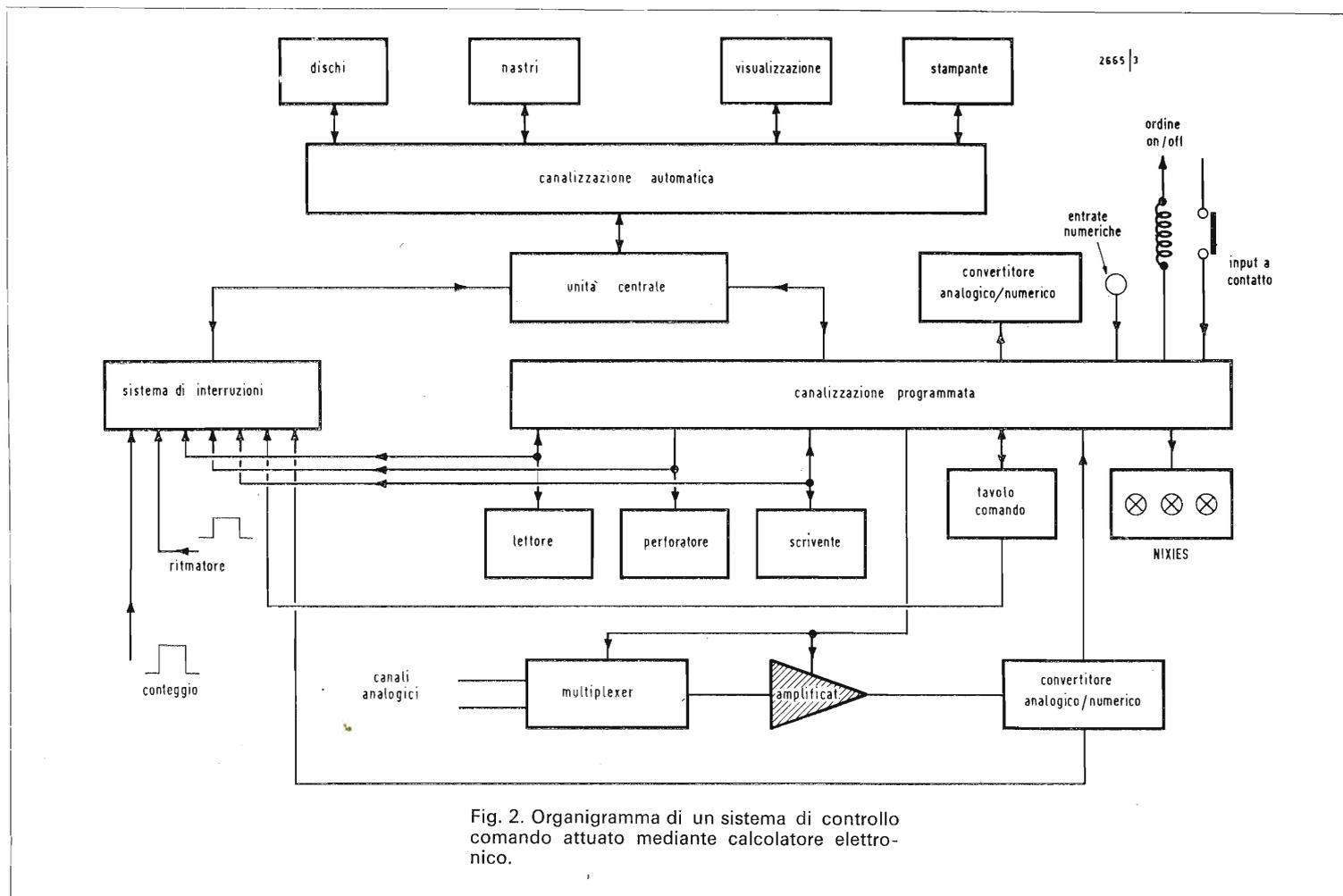



Fig. 2. Organigramma di un sistema di controllo comando attuato mediante calcolatore elettronico.

zione di un calcolo scientifico o di un problema di gestione aziendale è nota in anticipo ed il trattamento in macchina è del tutto indipendente da fenomeni esterni aleatori. Per esempio si attenderà la fine di un calcolo relativo alla resistenza di materiali e successivamente si procederà ad assumere determinate decisioni.

Quando invece un calcolatore è abbinato ad un processo industriale esso deve essere in grado di « trattare in tempo reale » le informazioni asincrone ed aleatorie che ad esso vanno via via presentandosi: abbassamento del livello in un serbatoio, aumento anormale di una temperatura. Inoltre un calcolatore industriale deve disporre di un sistema destinato a comandare l'interruzione del programma: la memorizzazione di una gerarchia di interruzioni del programma aumentano notevolmente le prestazioni e le capacità della macchina. Si noti a questo proposito che anche i calcolatori scientifici o gestionali pongono gli stessi problemi nel caso in cui ne sia previsto l'impiego in tempo reale.

Modularità. La modularità è prerogativa di un sistema capace di accettare con facilità modifiche ed estensioni nella sua struttura, vale a dire consentire il proprio adattamento ottimale a problemi completamente differenti.

Funzioni logiche. La codificazione d'ordine deve consentire di realizzare le funzioni logiche seguenti: intersezione, riunione, disconnessione, operazioni complementari. In tal caso la macchina consentirà di operare a livello dell'unità di informazione, attuando la possibilità di realizzare processi logici, algebrici od operazioni di trasformazione dei codici.

Formato dei dati entrata-uscita (input-output.) Consente di elaborare dati in forma simbolica, caratteri (codice alfanumerico) numeri codificati (codice binario, DCB, Gray), canali di conteggio.

Sicurezza di esercizio. Devono essere presenti dispositivi di sicurezza in grado di proteggere il calcolatore contro gli sbalzi di alimentazione, contro le avarie dei dispositivi di memoria, dell'unità centrale, contro alcuni errori di programmazione.

Affidabilità. La tecnologia del calcolatore deve tener conto delle condizioni di lavoro del medesimo in servizio continuativo e/o in ambiente industriale (temperatura, condizioni di alimentazione, urti meccanici, presenza di parassiti, vibrazioni).

Attitudine alla manutenzione. In questo settore sono criteri inderogabili la facile rilevazione delle avarie, nonchè l'accessibilità ai vari circuiti e la standardizzazione dei medesimi.

Per quanto riguarda il dispositivo centrale di calcolo, la potenzialità dell'unità di trattamento dei dati viene valutata in funzione delle seguenti caratteristiche: massima lunghezza del dato parola, capacità del ciclo di base, ricchezza del codice di ordinamento (considerato in funzione del dato parola), velocità operazionale dei canali entrata-uscita. Si noti che la possibilità di elaborare dati parola di notevole lunghezza comporta due fondamentali vantaggi: anzitutto la possibilità di rappresentazione dei numeri in semplice lunghezza con buona precisione senza ricorrere all'introduzione di fattori di moltiplicazione, e soprattutto la facilità di selezione dei dati con la conseguente notevole semplificazione della scrittura dei programmi, del volume di memorie impegnato e dei tempi di esecuzione.

Le tecniche elettroniche della terza generazione (circuiti integrati) hanno consentito l'apparizione sul mercato di unità centrali completamente equipaggiate ad un prezzo inferiore ai 10 milioni di lire. L'attuale tendenza va quindi orientandosi verso l'abbandono delle macchine a funzionamento in serie o delle macchine prive di memoria rapida.

Organi periferici specifici per processi industriali

Gli organi periferici classici alfanumerici (dispositivi di lettura, perforatori, macchine scriventi, ecc.) se impiegati in associazione ai calcolatori destinati al controllo industriale, presentano alcune caratteristiche specifiche proprie del particolare modo di funzionamento cui sono associati. Se da una parte non necessitano delle medesime caratteristiche di rapidità, necessaria nel caso di impiego in un centro di calcolo di tipo tradizionale, d'altra parte richiedono speciali prestazioni di affidabilità e minimizzazione del costo di esercizio. Le medesime osservazioni sono egualmente applicabili agli elementi di memoria quali, per esempio, i dischi a testate fisse, i nuclei magnetici incrementali per la memorizzazione delle misure.

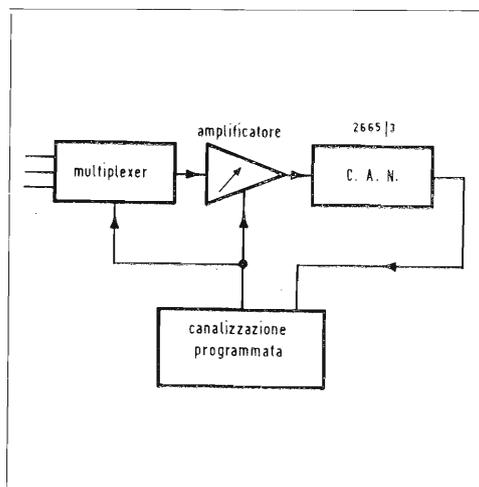
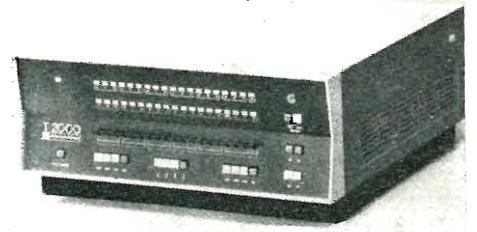
Per quanto riguarda, infine, gli accessi di entrata e di uscita sugli organi periferici industriali dovremo distinguere fra:

— entrata-uscita numerici
— entrata analogici
— uscita analogici.

I dati entrata di tipo numerico sono solitamente generati sia da contatti indicanti lo stato di organi (on-off), sia da trasduttori numerici, sia da qualsiasi altro dispositivo capace di fornire una informazione di tipo on-off. I dati uscita di tipo numerico servono dal canto loro a comandare l'eccitazione di relé, il pilotaggio di circuiti logici esterni al complesso di calcolo, il funzionamento di dispositivi di indicazione numerica (per esempio, numeratori Nixie).

Tutti questi organi periferici devono garantire un ottimo disaccoppiamento fra il calcolatore ed il processo sottoposto a controllo onde evitare l'introduzione di fenomeni parassitari (questa condizione si realizza attuando, per esempio, perfetti isolamenti fra i relé, evitando la fuga di correnti galvaniche, ecc.). I segnali in uscita sono naturalmente condizionati ad una amplificazione in corrente continua onde portarne il livello al valore adatto al pilotaggio di relè di tipo classico.

Poichè gli scambi ed i trasferimenti di informazioni fra unità centrale ed organi

Fig. 3. Struttura schematica di una canalizzazione programmata, pilotata da un convertitore analogico-numerico.

Aspetto della versione da tavolo del calcolatore T2000 prodotto in Francia dalla *Telemecanique Electrique*.

periferici si eseguono in parallelo, a livello di dati parola, quanto più lunghi sono questi ultimi tanto più utile ed economico risulta l'intero sistema.
I dati entrata analogici vengono generati da trasduttori che consentono di effettuare delle misure di grandezze variabili quali la temperatura, la pressione, il consumo, inerenti al processo sotto controllo. In una catena di dispositivi di misura connessi ad un calcolatore si distinguono i seguenti elementi:
— i condizionatori di adattamento (divisori di tensione, filtri, ecc.)
— i dispositivi multiplex a basso livello (del tipo a relé)
— i dispositivi multiplex ad alto livello (del tipo a transistori)
— gli amplificatori a guadagno fisso o programmabile
— i convertitori analogici-numerici con o senza capacità di integrazione ed i relativi organi di controllo.
La scelta degli elementi di una catena di misure deve tener conto dei seguenti fattori: numero dei canali sottoposti a misura; differente natura dei trasduttori (impedenza interna e livello di uscita); condizioni in cui si effettua la misura (problemi di eliminazione di parassiti e fenomeni perturbanti); cadenze di acquisizione dei dati; differenti modi di indagine.
Naturalmente l'utilizzazione di un calcolatore consente di modificare il guadagno dell'amplificatore e di far lavorare il convertitore nelle migliori condizioni. La memorizzazione delle curve di risposta risolve facilmente i problemi inerenti la conversione in unità industriali per i trasduttori a funzionamento non lineare; nel caso di termocoppie, in particolare, si fa riferimento alla temperatura del cosiddetto « giunto freddo ». Segnaliamo inoltre che è anche possibile esaminare periodicamente i canali di prova per verificare il buon funzionamento dell'intera catena di conteggio.

Infine, il ruolo dei dispositivi di uscita analogico è quello di far pervenire ad un organo esterno una grandezza (tensione o corrente), partendo da una informazione in forma numerica emessa rapidamente dal calcolatore. La memorizzazione dell'informazione può essere realizzata sotto forma numerica oppure analogica. I dati uscita analogici del primo tipo vengono generalmente utilizzati per attuare il comando diretto di registratori analogici, per il calcolo ibrido, ecc., mentre i dati uscita analogici del secondo tipo (stazioni di trasferimento) servono per la memorizzazione delle informazioni di azionamento o di arresto nei sistemi di regolazione numerica. Il segnale di uscita è di tipo incrementale.
La funzione memoria viene utilizzata per due scopi: conservazione dei valori immagazzinati fra due cicli completi di operazioni del calcolatore (durata di qualche secondo) oppure per la conservazione degli stessi dati in caso di arresto del calcolatore; in quest'ultimo caso, il valore è soggetto a modifiche mediante comando manuale.

Il software in « tempo reale »

Nella tecnica dell'elaborazione occorre distinguere fra due tipi di programmi: i programmi di *effettiva gestione* ed i programmi di *traduzione e di messa a punto* che servono come fase introduttiva alla attuazione dei programmi del tipo precedente.
Programmi di gestione effettiva.
Un calcolatore senza software è evidentemente inutilizzabile; se i settori di sfruttamento sono praticamente infiniti, non altrettanto avviene per i programmi infatti il modello matematico di un laminatoio è completamente diverso da quello di una colonna di distillazione. Questa constatazione comporta la necessità di:
— standardizzare una parte dei programmi di gestione,
— disporre di programmi di traduzione di comodo e facile impiego.
È evidente che un dispositivo di supervisione di un calcolatore industriale dovrà essere in grado di amministrare gli allarmi interni, i dati entrata-uscita presenti in forma simbolica, coordinare le differenti operazioni da eseguire rispettando una gerarchia di precedenze definita dall'utilizzatore, permettere l'esecuzione di operazioni extra-processo nei tempi vuoti della logica di comando.
I metodi di interpretazione dei programmi di calcolo (per esempio il linguaggio Fortran) sono utilizzabili in tempo reale soltanto alla condizione di esser « rientranti » vale a dire di poter funzionare secondo modalità che dispongano di priorità differenti con possibilità di interruzione. Per determinati tipi di macchine esistono poi speciali programmi di sorveglianza o di conduzione di processi; tali programmi eseguono determinati lavori mediante schede compilate dall'utente cui non è richiesta alcuna specifica nozione per la messa in opera del calcolatore.

Programmi di traduzione

Questi programmi conglobano il linguaggio Fortran che deve consentire la manipolazione oltre che delle funzioni matematiche anche dei dati in forma logica, simbolica ed alfanumerica. Il funzionamento secondo una modalità « conversazionale » di questi programmi costituisce un vantaggio assai importante; naturalmente il passaggio dalla riunione dei dati alla loro messa a punto deve poter essere eseguita facilmente (messa a punto sotto forma simbolica).
Termineremo citando i legami esistenti fra materiale da elaborare (hardware) e programmazione (software). Un sistema di selezione di forte potenzialità facilita la scrittura dei programmi in linguaggio macchina, mentre — d'altra parte — l'aumento delle capacità di memorizzazione consente di utilizzare linguaggi evoluti (Fortran) che fanno guadagnare tempo in fase di stesura del programma (riduzione del tempo di programmazione).

Conclusioni

Possiamo concludere affermando che lo sforzo dei costruttori per adattare i calcolatori ad operazioni di controllo e di comando di processi industriali è stato largamente compensato. Infatti, i calcolatori destinati a questo settore, sebbene rappresentino una modesta parte nella produzione totale del materiale destinato al trattamento dei dati, hanno segnato un tasso di incremento eccezionale di circa il 40% l'anno.
D'altra parte è interessante mostrare che, fra i fattori di questo eccezionale sviluppo, assieme all'adattamento delle macchine agli imperativi di controllo dei processi, si aggiungono imperativi di carattere economico che richiedono con urgenza l'automazione, oltre all'aumentare della ricettività del personale tecnico ed organizzativo nei confronti delle tecniche della elaborazione dei dati in campo industriale.

Da Electronique Industrielle n. 136-sett. 1970

Le videocassette e i registratori video (3° parte)

A. Recla

Uno dei problemi più difficili da risolvere nello studio dei registratori video ovvero delle video cassette è quello di far ruotare le testine video con l'esatta velocità di sincronismo. Considerato cioè che la video cassetta è destinata a funzionare insieme col televisore domestico, occorre fare in modo che infilata la cassetta, non si renda necessario ritoccare i due comandi di sincronismo del televisore in modo che la loro posizione rimanga invariata rispetto a quella della normale ricezione televisiva. Ciò implica il mantenimento dell'esatta frequenza sia di quadro, sia di riga.

La rotazione sincronizzata delle testine video

Per quanto riguarda la frequenza di quadro è noto che nei televisori europei e in tutti i paesi che utilizzano la frequenza di rete a 50 Hz, il numero dei quadri è di 25 al sec; la velocità di rotazione delle testine, e perciò del motore che è coassiale, deve essere mantenuta a 25 × 60 ossia 1500 giri al minuto.
Per la frequenza della deflessione orizzontale occorre tenere presente che ogni quadro è costituito da due semiquadri e ogni riga è accompagnata dal relativo segnale di sincronismo per cui la frequenza della deflessione orizzontale risulta:
312,5 × 2 × 25 = 15.625 Hz, che è la frequenza del sincronismo di riga. Il valore di questa frequenza deve venire rispettata rigorosamente durante la corsa del tamburo porta testine e ciò non solo per quanto riguadra il valore della frequenza, ma anche per la fase. Mentre per quanto riguarda la frequenza un valore errato comporterebbe la perdita di sincronismo orizzontale sulla figura, una fase errata introdurrebbe invece una distorsione delle linee verticali nella figura nel senso che esse non risulterebbero più diritte.

Il controllo della rotazione delle testine. Registrazione

Tralasciando per ora la descrizione dei passaggi del segnale video attraverso i vari stadi, come è visto nell'articolo precedente, soffermiamo l'attenzione sulla parte rotante (fig. 1). Il tamburo porta testine è posto su di un albero ed è trainato da un motore asincrono. Sullo stesso albero gira pure un piccolo magnete *NS* e inoltre un disco di alluminio funzionante da freno elettromagnetico.
Nel funzionamento in registrazione il segnale di sincronismo verticale viene prelevato prima dello stadio modulatore separato ed inviato ad un doppio multivibratore costituito il primo da un multivibratore ad oscillazione libera e da un successivo multivibratore monostabile. Fu adottata questa disposizione al posto di un normale amplificatore con lo scopo di ottenere degli impulsi relativamente potenti per il sincronismo verticale; infatti l'impulso di uscita dal monostabile incide per mezzo dell'apposita *testina di sincronismo* una traccia di sincronismo verticale sul nastro. Lo stesso multivibratore invia attraverso un altro ramo, l'impulso ad un comparatore. Da un'altra parte il magnetino rotante eccita l'apposita *testina servo* inducendovi un impulso alla frequenza di 25 Hz che viene pure essa inviata al comparatore. La tensione continua che esce dal comparatore opportunamente amplificata serve per azionare il freno elettromagnetico. Supposto che ad esempio a causa di un aumento nella tensione di rete, il motore giri più velocemente, al comparatore arriveranno gli impulsi di quadro con cadenza normale più quelli con frequenza maggiore provenienti dalla testina servo; questi faranno nascere una tensione continua diretta a frenare il disco.

Riproduzione (fig. 2)

Durante la riproduzione non viene sfruttato il segnale di sincronismo verticale contenuto nel video, al comparatore arrivano gli impulsi provenienti dalla testina di sincronismo, tramite il doppio multivibratore che viene portato ad emettere gli impulsi alla frequenza di 25 Hz provenienti dalla testina sincro. Questi vengono confrontati nel comparatore con quelli provenienti dalla testina servo che, grazie al magnetino rotante, contengono l'informazione sia della frequenza, sia della fase del tamburo porta testine. La tensione continua che esce dal comparatore, opportunamente amplificata, agisce sul freno elettromagnetico, regolando così la corsa del motore.

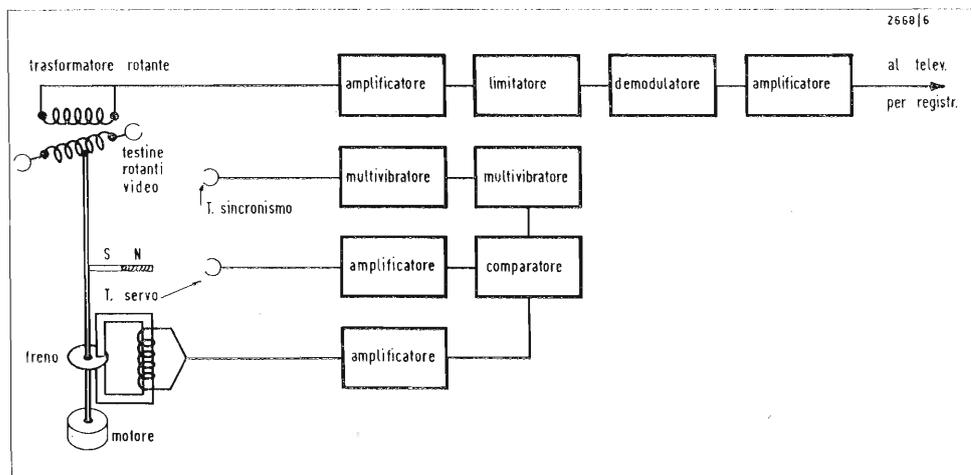



Fig. 1

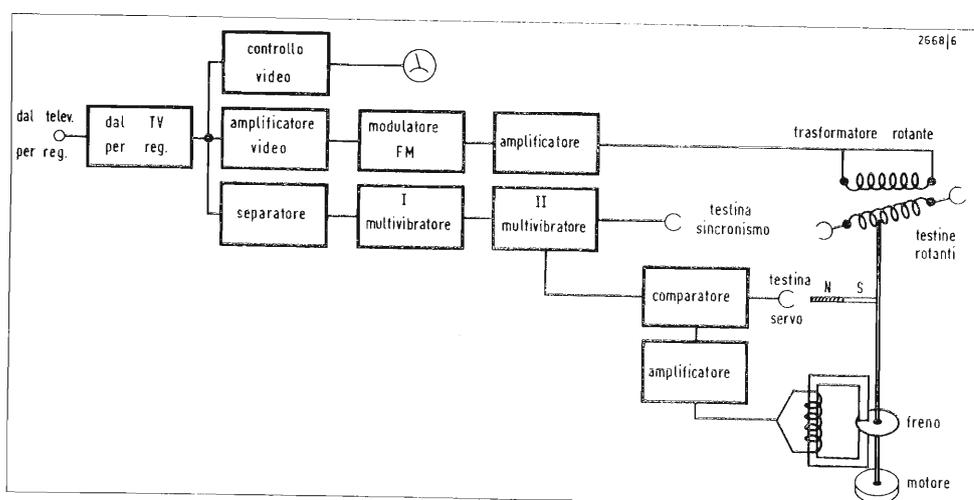
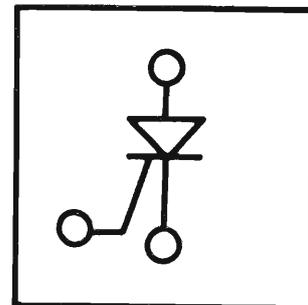



Fig. 2

Lo schema di un registratore video

A titolo di esempio riportiamo nell'ultima pagina della rivista lo schema del registratore Grundig BK100.

Come si vede esso è costituito essenzialmente da due piastre sulle quali sono montati i componenti elettrici del registratore secondo la tecnica dei circuiti stampati. La piastra grande contiene il circuito video per la registrazione (da Tr 1 a Tr 8); inoltre quello per la riproduzione (da Tr 9 a Tr 14) e la parte sincronismi (da Tr 20 a Tr 23). Nella parte inferiore dello schema è rappresentata la parte suono (da Tr 30 a Tr 34).

Sul secondo circuito stampato è montato il comparatore e a parte il circuito per l'alimentazione.

Parte video. Registrazione

Attraverso l'apposita presa (a sinistra in alto) proveniente dal televisore o da una telecamera, arriva il segnale video composito da registrare, completo cioè dei sincronismi e del segnale suono.

Il segnale video viene amplificato da un transistor Tr 1 al quale segue un filtro passa-basso che taglia tutte le frequenze di disturbo esistenti eventualmente oltre il limite della gamma registrabile dell'apparecchio (2,2MHz). Segue il transistore Tr 2 che è impiegato come trasformatore di impedenza; dato che è disposto con un'uscita di emettitore per cui l'impedenza di uscita è di valore basso.

Da detta uscita partono tre rami, uno successivo al diodo D1 che serve per il controllo visivo, su apposito strumento del segnale video da registrare; un secondo che segue il diodo D2 che, dopo aver separato i sincronismi, li porta ai due multivibratori; il terzo che invia il segnale al transistore Tr 4 impiegato come pilota per il modulatore di frequenza.

Il sistema della *modulazione di frequenza* del segnale video fu adottato anche nella registrazione video analogamente a quanto fu fatto per la trasmissione radio MF e ciò con lo stesso scopo di migliorare il rapporto segnale/disturbo. Il segnale video proveniente dal televisore o dalla telecamera, opportunamente amplificato viene trasformato in uno modulato in frequenza. Come tale esso può subire il processo della limitazione al fine di togliere le eventuali variazioni di ampiezza provenienti da disturbo che potrebbero venire comunicate alle testine video e incise sul nastro.

La portante del segnale video non può evidentemente avere un valore così elevato come quello usato in radiofonia. Occorre che la portante abbia una frequenza la più bassa possibile per potere venire incisa sul nastro. In pratica il sistema comunemente impiegato è quello del multivibratore come è rappresentato nello schema coi transistori Tr 5 e Tr 6. Come è noto in un multivibratore variando la tensione di base, varia pure la frequenza generata come è rappresentato, molto semplicemente in fig. 3. Variando infatti la tensione video alle basi, si può dunque ottenere una deviazione di frequenza. Nello schema impiegato, per aumentare la deviazione di frequenza, vengono usati due diodi Varicap (D4 e D5) e la deviazione di frequenza ottenuta, può essere per esempio da 2 a 3 MHz ossia con una deviazione di 1 MHz risultante come differenza fra la portante più alta di 3 MHz e la più bassa di 2 MHz. La funzione del transistore Tr 4 è quella di amplificatore al fine di potere ottenere una forte deviazione di frequenza, tenuto presente che il segnale che arriva alla sua base, è relativamente piccolo. In detto transistore si può inoltre inserire un gruppo CR allo scopo di ottenere la preaccentuazione (preemphasis), ciò che è utile anche nel campo della registrazione video. Il valore più basso della frequenza video viene fatto coincidere col livello di sincronismo (vedi fig. 4).

Variando la tensione video sulla base di T4 si ottiene che esso modula l'oscillatore verso le frequenze alte in corrispondenza del livello del bianco, e, verso le frequenze basse, sul livello dei sincronismi (fig. 5). L'adozione dei diodi varicap permette pure il trasferimento della componente continua riferita al livello del nero in modo che la frequenza corrispondente ai picchi di sincronismo rimanga indipendente dal contenuto del video. Per evitare delle sovrammodulazioni, che potrebbero invadere la regione del bianco, è introdotto il cosiddetto «clipper del bianco», che limita la deviazione della frequenza verso la regione superiore. Questa operazione è ottenuta nello schema per mezzo delle resistenze

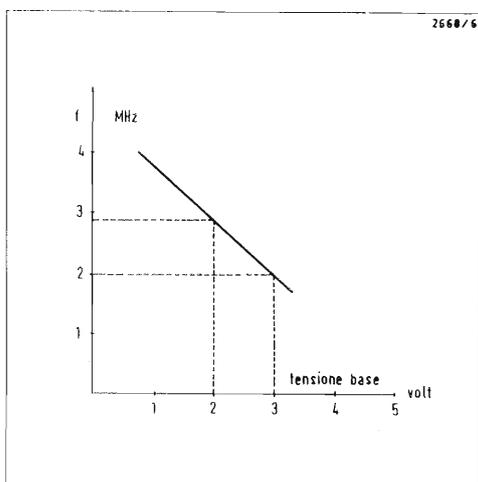



Fig. 3

R 17 e R 18, che hanno la funzione di limitare la corrente del collettore e perciò la modulazione delle frequenze. Successivamente il modulatore comanda, attraverso il trasformatore a larga banda L3, lo stadio finale Tr 7 e Tr 8. Detto stadio funzionante in classe C con la disposizione in controfase, agisce pure contemporaneamente da limitatore. Il suo punto di funzionamento viene regolato per mezzo del potenziometro R 31. La tensione di uscita da detto stadio viene inviata tramite il trasformatore L 20 e L 21, con secondario rotante, alle testine rotanti video K1 e K2.

Registrazione

In registrazione l'apposito commutatore cortocircuita i contatti 37 e 38 e la tensione indotta nelle testine ripassa attraverso lo stesso trasformatore rotante. Il segnale registrato passa sulla base del transistore Tr 9 tramite un trasformatore a larga banda L6 che è disposto in modo, sfruttando l'azione del condensatore C 38, da ottenere un aumento delle tensioni nella regione delle frequenze alte.
Segue il transistore Tr 10 pure amplificatore il quale ha il compito di portare il debole segnale proveniente dalle testine ad uno relativamente elevato in modo da potere introdurre l'operazione della limitazione. Questa è ottenuta per mezzo dei transistori Tr 11 e Tr 12 e detta azione viene maggiorata sfruttando i diodi D 10 e D 11, D 12 e D 13. Questi ultimi due sono prepolarizzati in modo da ottenere la squadratura del segnale. Come sopra accennato, la limitazione ha lo scopo di migliorare il rapporto segnale/disturbo, eliminando le variazioni di ampiezza che possono intervenire soprattutto per la scarsa risposta alle frequenze che in genere hanno le testine video.
Segue il demodulatore; esso presenta una disposizione non convenzionale nel senso che è diverso dal normale discriminatore impiegato nei ricevitori radiofonici. In linea di massima un demodulatore per questo scopo potrebbe essere costituito semplicemente da un'induttanza attraversata dalla corrente del segnale. Infatti ai capi di una bobina si ha una tensione:

$$V = 2\pi f L \cdot I_s,$$

in cui f è la variazione ossia la deviazione di frequenza e I_s è la corrente del segnale. Si ottiene un diagramma inverso (vedi fig. 6) rispetto a quello di prima e cioè ad una deviazione di frequenza riportata sulle ascisse di per esempio 1 MHz corrisponde una variazione di tensione sulle ordinate di per esempio 1 V. La differenza fra il demodulatore da impiegare nel registratore video ed il normale discriminatore a rapporto usato in radiofonia sta nel fatto che in questo l'onda portante è molto più alta rispetto a quella di BF erogata dal discriminatore. Occorre perciò scegliere dei particolari circuiti.
Nel registratore BK 100 il demodulatore è *del tipo con linea di ritardo*. I demodulatori di questo tipo si basano sul principio per cui il segnale da demodulare viene frazionato in due segnali. Il segnale ritardato viene sottratto al segnale originale e poi riapplicato in opposizione di fase; il segnale differenza risultante viene rivelato con un sistema di diodi. Nel circuito impiegato nel BK 100 la rivelazione ottenuta con quattro diodi (D 14-D 17) disposti a ponte che ricevono la portante del segnale non ritardata attraverso il trasformatore a larga banda L 7 e il segnale della portante ritardata dall'altra parte attraverso il trasformatore L 8. Il ritardo viene effettuato per mezzo di una rete a doppio π costituita da C 29, C 30, C 38, L 9 e L 12. Questa catena è accordata in modo che per la frequenza portante di valore mediano presenti uno sfasamento di 180°, ossia una fase opposta.
La tensione di uscita del demodulatore è prelevata dal punto centrale del trasformatore ed è una tensione continua con un angolo di fase variabile.
Si ricorre a questa disposizione circuitale per potere eliminare la portante e per poter tenere la deviazione del segnale vicinissima alla gamma video trasmessa così da poterla addirittura sovrapporre ai picchi di sincronismo (fig. 4).
I potenziometri R 55 e R 56 servono per ottenere una simmetria esatta del demodulatore eliminando così le tracce dell'onda portante.
Un vantaggio della disposizione suddetta consiste inoltre nel mantenimento della componente continua per cui non occorre nessun altro provvedimento per sopprimere le interruzioni (drop out) che si verificano quando mancasse il segnale. Al demodulatore segue il gruppo R 64 e

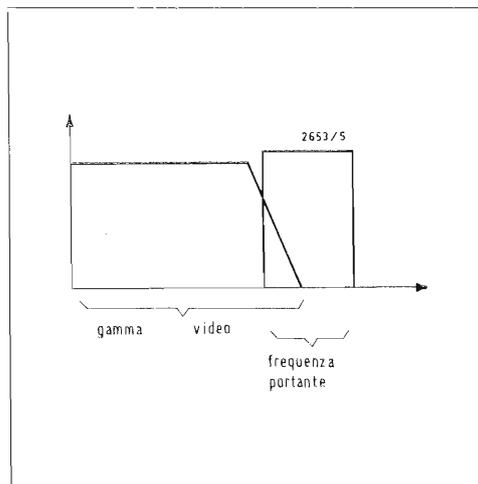
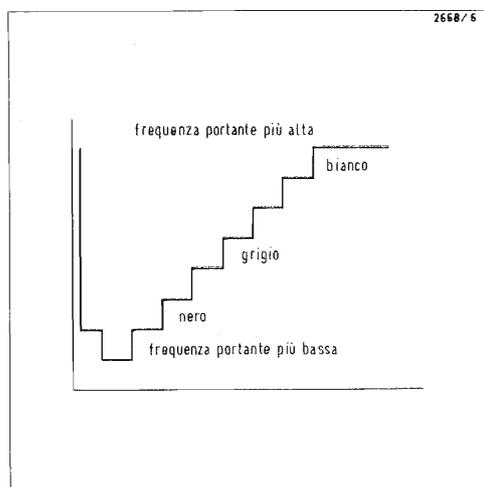
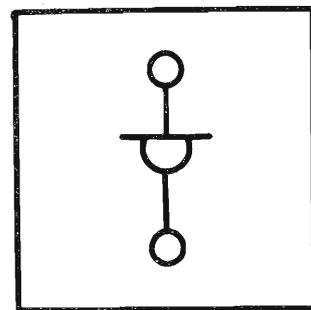



Fig. 5

C 31 per la deemphasis, lo stadio amplificatore Tr 13 e il filtro passa basso per l'eliminazione dell'onda portante MF ancora eventualmente esistente. Inoltre lo stadio di uscita Tr 14. La tensione di uscita con un livello di 1,8 V_{pp} ed una resistenza interna di 75 Ohm è inviata, tramite i contatti 45 e 43 al televisore per la riproduzione.

I multivibratori per il sincronismo

La sezione dei sincronismi nel registratore BK 100 ha lo scopo di fornire alla sezione servo gli impulsi di riferimento appropriati. Essa è costituita dai quattro transistori Tr 20, 21, 22, 23, mentre il diodo D 2 serve da separatore dell'impulso di sincronismo verticale dal segnale video; ciò è effettuato mediante un rettificatore di cresta composto dal gruppo di condensatori e resistenze che seguono detto diodo. L'impulso verticale è inviato durante la registrazione, tramite i contatti 1 e 2, al multivibratore T 20 e T 21 che oscilla di per sè su 23 Hz, ma che però è sincronizzato su 25 Hz. Siccome la tensione degli impulsi di sincronismo è piccola, per poter amplificarli, il primo multivibratore è seguito da un secondo multivibratore che è del tipo monostabile costituito dai transistori Tr 22 e Tr 23. L'impulso da 25 Hz che esce dal primo multivibratore passa al secondo multivibratore, monostabile e, in registrazione, tramite i contatti 5 e 7, viene inviato alla testina di sincronismo K 4 la quale lo registra sul nastro.
Durante la riproduzione invece l'impulso raccolto dalla testina di sincronismo serve, passando attraverso il contatto 1,5 per sincronizzare il primo dei due multivibratori. In questo caso gli impulsi di uscita dal Tr 23 servono come riferimento per il comparatore.

La sezione servo

Il comparatore cui si è accennato precedentemente, è costruito su di una piastra con circuito stampato, separata e comprende un certo numero di stadi e precisamente: l'amplificatore di impulso formato da Tr 201, che amplifica l'impulso proveniente dalla testina servo K 6; il multivibratore bistabile costituito dai transistori Tr 202 e Tr 203 il quale è azionato sia dall'impulso della testina servo tramite Tr 201, sia dal segnale proveniente dalla testina di sincronismo K 4 tramite Tr 23. Detto multivibratore genera una tensione rettangolare il cui rapporto di durata nei singoli semiperiodi è una grandezza determinante per la posizione della fase istantanea del disco porta testine. Attraverso speciali filtri passabasso (R 214 e C 209 rispettivamente R 217 e C 215), viene prelevato il valore medio della tensione continua che dipende da detto rapporto di durata e che perciò contiene l'informazione della fase.
Un amplificatore differenziale composto dai transistori Tr 207 fino a Tr 210 è azionato da due segnali applicati alle basi dei due transistor Tr 202 e Tr 208. Un segnale arriva sulla base del Tr 207 attraverso uno stadio filtro composto da Tr 204 e Tr 205 che, grazie all'opposizione di fase, compensa l'ondulazione residua a 25 Hz. Sulla base del Tr 208 arriva il segnale proveniente dal circuito di start composto dal transistore Tr 206 il quale ha lo scopo di allargare il campo di cattura dell'amplificatore differenziale. Questo possiede un elevato grado di amplificazione ed il segnale di uscita viene ulteriormente amplificato da un apposito transistore finale che aziona direttamente il freno magnetico.
Supposto che vari la fase del disco porta testine rispetto al riferimento (in avanti oppure indietro) la corrente frenante risulta variata (aumentata oppure diminuita) in modo che tramite il motore traina testine si determina una corrispondente correzione del movimento del disco (di ritardo oppure di accelerazione).
Su di un apposito circuito stampato sono posti due transistori Tr 301 e Tr 303 i quali hanno lo scopo di fare entrare in azione l'avvisatore acustico tutte le volte che il disco porta testine si ferma e sul nastro non viene registrata nessuna figura.

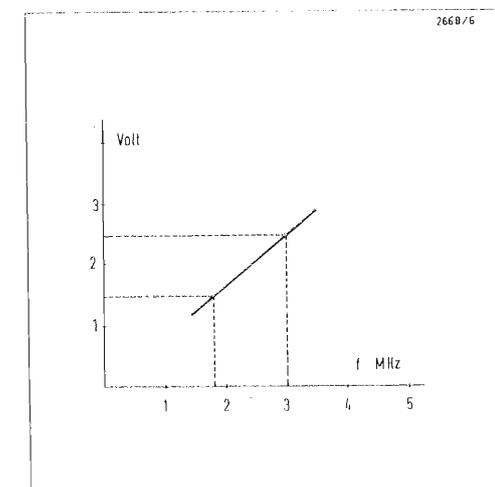
La sezione del suono

La sezione del suono è realizzata in maniera convenzionale; la velocità del nastro è di 16,8 cm/sec. Esiste una testina sonora per riproduzione ed ascolto K 3 collegata al rispettivo amplificatore di AF composto dai transistori Tr 30 fino a Tr 32, che servono sia per la registrazione, sia la riproduzione; un transistore Tr 33 che serve per l'indicazione sullo strumento dell'intensità del suono da registrare e dell'oscillatore AF-Tr 34 che assieme alla testina K 5 serve per la cancellazione.

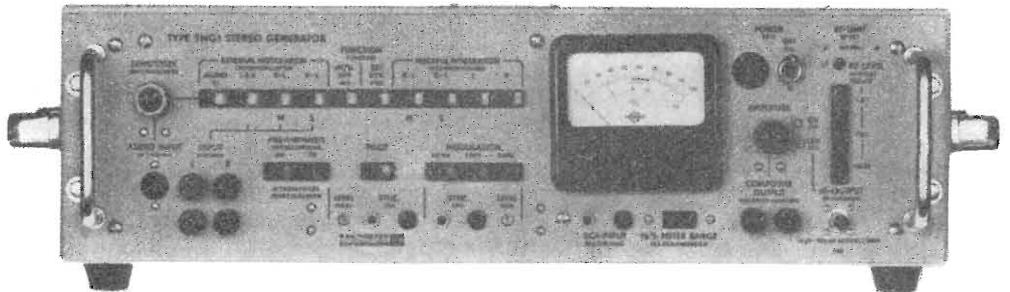
L'alimentazione

Le tensioni di alimentazione di tutti gli stadi vengono forniti da un alimentatore di 12 V stabilizzato per mezzo dei transistori Tr 40 e Tr 41 e di un diodo Zener D 30. La tensione di alimentazione è di 110/127/220/245 V; il consumo 75 W.

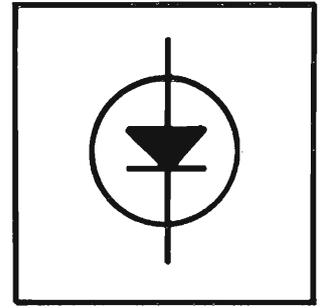
Riferimenti: *Grundig, Technische Informationen.*

Fig. 6

A. Turrini

Il generatore stereo MF tipo SM G1

R.ch. Houzé

Quando la «Zenith-Radio-Corporation» propose, qualche decennio fa, un sistema di trasmissione stereofonica a portante VHF, l'importanza della novità non scosse quasi l'apatia che regnava negli U.S.A. riguardo alla modulazione di frequenza.
La leggenda vuole d'altra parte che il suicidio del suo inventore, il saggio Armstrong, non fosse estraneo a questa indifferenza. Noi non vogliamo fare la storia, sebbene le peripezie ne siano seducenti, per molte ragioni; tuttavia il sistema di trasmissione a subportante « pilota » (termine improprio, ma in uso in tutto il mondo) non ha suscitato, fino ad oggi, presso i nostri costruttori di strumenti di misura, un interesse eccessivo.
Infatti i fabbricanti che hanno costruito generatori MF sono vari in Europa (Philips, Métrix, etc.). Ancora una volta bisogna cercare all'estero per trovare apparecchi di servizio tecnico pratico. Per esempio la Radiometer di Copenhagen fabbrica un generatore di portante « multiplex » a prezzo accessibile (meno di 5000 F), dal funzionamento impeccabile, se si prendono le precauzioni d'uso, durante il suo impiego. Questo apparecchio, interamente a transistori, si sostituisce completamente al complesso modulatore - trasmettitore di una stazione radiotrasmittente circolare; si può infatti modularlo esternamente per mezzo di un lettore di suono autonomo o di una sequenza registrata (magnetofono, giradischi ecc.). Questo generatore permette il controllo e la messa a punto dei sintonizzatori MF stereo, le misure di diafonia, di rapporto segnale-disturbo; le misure di sensibilità da effettuare in pratica in stereofonia divengono quasi un gioco da ragazzini con questo tipo di strumento.

Descrizione

Il generatore MF stereo tipo SMG1 Radiometer è uno strumento interamente dello stato solido, che fornisce segnali compositi conformi alle Raccomandazioni dell'UER e approvate dall'« American FCC ».
Lo strumento si presenta sotto la forma di un mobiletto piatto dalle seguenti dimensioni: altezza 160 mm, larghezza 565 mm, profondità 235 mm. Il suo peso è 9,1 kg, che lo rende facilmente trasportabile.
Il pannello frontale riunisce tutte le funzioni che si scelgono mediante una tastiera a pulsanti. Si sceglie la modulazione premendo un tasto e secondo l'uso che se ne vuol fare, in modulazione « interna », il segnale VHF a 100 MHz ± 0,5 MHz può accettare componenti di modulazione di 80 Hz, 1 kHz e 5 kHz, sia come somma di fase « sinistro + destro » (segnale monofonico *M*), sia in fase differenziale « sinistra-destra » (segnale stereo *St*), sia in modulazione singola sinistra *o* destra. In modulazione « esterna », i canali di sinistra e destra possono ricevere sia un'informazione stereo, come quella fornita da un giradischi o da un magnetofono, sia segnali qualsiasi isolati in modo mono « M » o in modo stereo « St », come per la modulazione interna, ma qui su una frequenza qualunque.
Il generatore comporta un indicatore, che dà il valore efficace del segnale composto. La deviazione fornisce anche la profondità di modulazione espressa in per cento rispetto all'escursione massima

limitata a ± 75 kHz secondo le norme in vigore.
Questo indicatore fornisce pure la percentuale della deviazione riservata alla sottoportante a 19 kHz (8 ÷ 10%).

Un ingresso speciale permette infine una modulazione di tipo « SCA » (Subsidiary Communications Authorization) compresa fra 10 e 75 kHz; questo modo di funzionamento consente la prova della banda passante totale del ricevitore MF fino al rivelatore a rapporto (ossia con esclusione del decodificatore). Il segnale VHF raggiunge il valore abbastanza alto di 100 mV (entro ± 2 dB, ossia con un errore approssimativo del ± 25%); ma una serie di attenuatori di 20 dB in 20 dB può attenuare il livello del segnale a circa 10 μV (entro ± 6 dB circa ossia con ± 50% di errore).
Con un cavo a 75 Ω, questo segnale è discretamente utilizzabile per *tutti* i ricevitori MF. Prima della modulazione, il segnale composto subisce in realtà una preaccentuazione di 50 o di 75 μs, ossia secondo l'una o l'altra delle norme vigenti da ciascuna parte dell'Atlantico. La scelta si fa evidentemente con bottoni a pulsante esattamente come d'altronde si fa per il sistema di attenuazione del segnale di uscita.

Schema di principio

Lo schema a blocchi della fig. 1 riassume il funzionamento del generatore. Un oscillatore pilota a 76 kHz fornisce il segnale di base, a partire dal quale si elabora la subportante a 38 kHz; il circuito che effettua questa trasformazione è un divisore per due di tipo flip-flop.
Questa componente è deviata verso un modulatore ad anello, che riproduce sotto forma di bande laterali, *senza portante centrale*, il segnale elettrico rappresentante la differenza « *S—D* » tra i suoni provenienti da sinistra e quelli provenienti da destra. Ne risulta un doppio spettro, che si estende da 23 a 53 kHz, se la frequenza audio massima di modulazione è 15 kHz.

Un secondo divisore per due fornisce la subportante a 19 kHz, che ridotta in livello, viene a intercalarsi fra la prima banda laterale e il canale normale *M* risultante dalla somma semplice dei suoni di

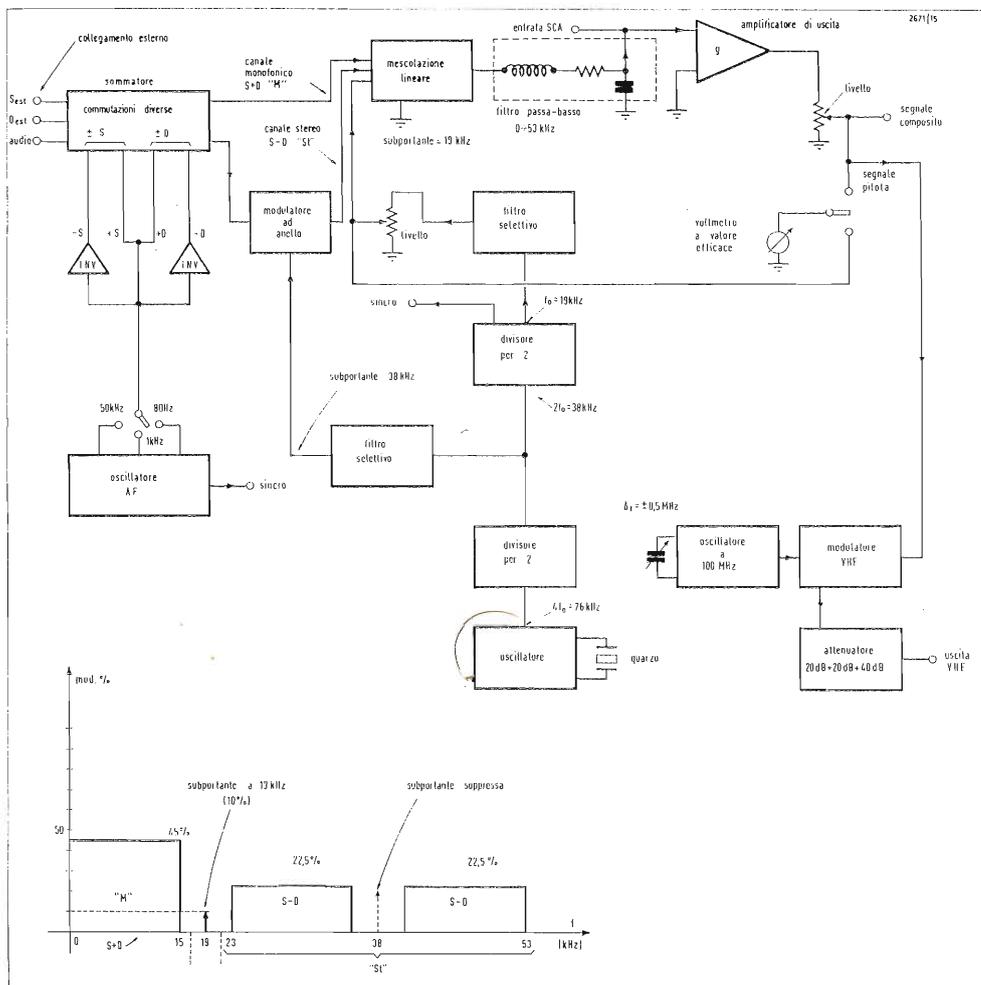



Fig. 1. Schema a blocchi e funzionale del generatore MF « Radiometer » SMG1.

Fig. 2. Sistema di connessione del generatore al ricevitore; l'apparecchiatura permette di controllare e attenuare con precisione il livello di uscita.

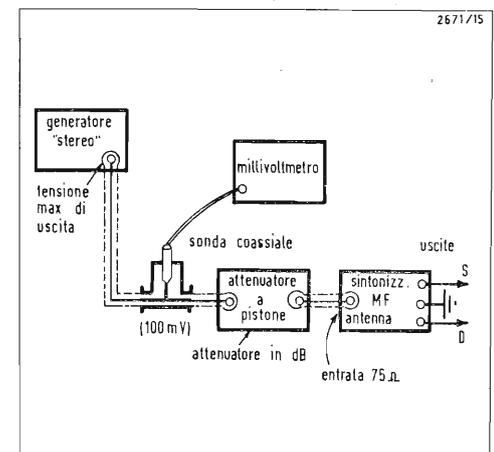
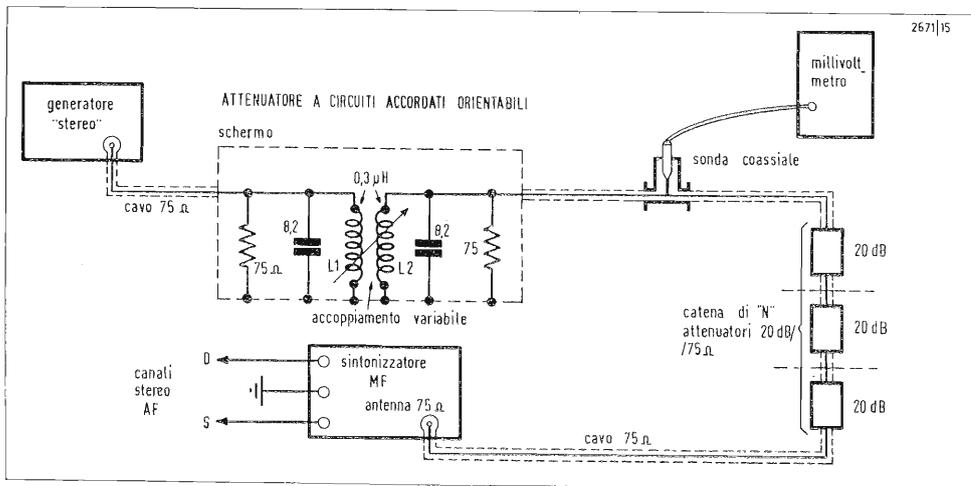



Fig. 3. Stesso dispositivo di connessione di fig. 2, ma dove l'attenuatore a pistone è stato sostituito da un dispositivo studiato dal Prof. R. Ch. Houze.

destra e di sinistra ($S+D$).
Un circuito mescolatore lineare riunisce queste componenti per formare il segnale *composito* (o composto), vedi fig. 1. Questo segnale, filtrato sotto 53 kHz (frequenza massima della seconda banda laterale) passa per un amplificatore di uscita, prima di essere disponibile all'esterno. Per alimentare il modulatore e il mescolatore lineare è previsto un oscillatore AF, che permette la selezione di tre frequenze: 80 Hz, 1 kHz e 5 kHz.
Un sommatore combina i segnali $S + D = M$, o $S - D = St$, secondo che il canale destro D è invertito oppure non lo è. Questa operazione si fa tanto per le componenti interne, che per i segnali esterni. Varie commutazioni assicurano, eventualmente, l'isolamento di ciascuna via, la messa in fase o in opposizione di fase dei segnali S e D (v. più avanti).

Le ampiezze del segnale composto e della sottoportante a 19 kHz sono controllate per mezzo di un voltmetro tarato in %; esso dà la profondità di modulazione della sequenza preponderante. Al 100% corrisponde una deviazione di 75 kHz. Un commutatore permette di applicare lo strumento sull'uscita, che fornisce la subportante a 19 kHz; questa non deve superare il 10%.

Per l'impiego in VHF (entrata « Antenna » dei sintonizzatori MF stereo), il segnale composto alimenta un modulatore applicato ad una portante VHF di 100 MHz; questa frequenza può essere regolata entro ± 0,5 MHz. Una tastiera a pulsanti attenua infine il segnale risultante di 20 dB, 40 dB, 60 dB o 80 dB; ciò si fa mediante tre pulsanti, che inseriscono due attenuatori di 2 dB (× 0,1) e uno di 40 dB (× 0,01).
Infine, per stabilizzare le osservazioni all'oscillografo, è possibile prelevare, dal generatore, la frequenza pilota 19 kHz, o quelle di modulazione 80 Hz, 1 kHz, 5 kHz. Le uscite in parola sono facilmente reperibili sullo strumento.

Caratteristiche

Sono riassunte nella tabella I: le cifre riportate ci sembrano molto utili, se non eccellenti. Ci sembra infatti sconveniente discutere questi risultati, dato che non abbiamo mezzi di confronto, poichè lo strumento, per quanto ne sappiamo, è il solo della sua categoria. Le nostre osservazioni saranno dunque fatte in relazione a ciò che la misura esige e non in funzione di ciò che è possibile fare in fatto di strumentazione.
Rileviamo subito, in questa tabella, la fedeltà di risposta alla modulazione: ± 0,2 dB da 40 Hz a 15 kHz su entrata esterna S o D. È ottima; le curve di risposta *globale* rilevate sul sintonizzatore MF saranno dunque esatte. In modo generale, le entrate « modulazione » sono fedelissime. Anche le distorsioni appaiono altrettanto buone: 0,1% per il tasso di armoniche delle componenti AF interne; 0,2% per la MF generale del segnale composto. Si trova, in fatto di reiezione rumore e ronzio: 0,03%; ciò comporta un rapporto di circa 75 dB, che è un risultato notevole.

Fig. 4. Particolari costruttivi dell'attenuatore a circuiti accordati orientabili. In questi dispositivi, i tubi scorrono l'uno sull'altro.

Tabella 1

Entrate modulazione esterna
1. Entrata «sinistra» o «destra» (*S* o *D*):
Banda passante 40 Hz ÷ 15 kHz entro ± 0,2 dB.
Tensione d'entrata 0,25 V_{eff} per modulazione 100% (ivi compreso il 10% riservato alla subportante pilota); tensione massima 10 V.
Impedenza d'entrata 10 ÷ 15 kΩ secondo la posizione del selettore di funzioni.
2. Entrata Audio: riservata ai magnetofoni e fonorivelatori stereo; un filtro di esclusione a 19 kHz isola il segnale del generatore.
Banda passante 40 Hz ÷ 15 kHz entro ± 1 dB fino a 12 kHz.
Tensione d'entrata da 0,25 V_{eff} a 10 V_{eff} per modulazione 100% secondo la regolazione del guadagno interna al generatore.
Impedenza d'entrata circa 15 kΩ.
3. Entrata «SCA» (Subsidiary Communications Authorization):
Banda passante 10 ÷ 75 kHz entro ± 0,5 dB.
Tensione di entrata 0,25 V_{eff} per modulazione 10%.
Impedenza di entrata 22 kΩ.

Modulazione interna
1. Oscillatore AF:
Frequenze 80 Hz, 1 kHz, 5 kHz.
Precisione di accordo ± 5%.
Distorsione < 0,1%.
Uscita di sincronizzazione AF, livello 2V_{eff} su 22 kΩ.
2. Sottoportante «pilota» può essere tagliata o isolata dagli altri segnali.
Frequenza 19 kHz ± 2 Hz.
Precisione 10^{-4}.
Livello regolabile da 0 al 15%.
Uscita di sincronizzazione *S/p*.
Livello 0,4 V_{eff} su 22 kΩ.

Segnale composito
Livello disponibile 0 ÷ 7 Vp su carico 1,8 kΩ minimo e 300 pF max.
Limite estremo 10 Vp su carico superiore a 10 kΩ.
Impedenza di uscita 250 Ω max, 40 Ω min. secondo la regolazione del livello.
Distorsione inferiore allo 0,2%.
Ronzio e rumore residuo inferiori a 0,03%.
Reiezione della portante 38 kHz, 0,5%.
Reiezione fuori banda max 1% per f_{sea} 53 kHz.
Diafonie (separazione *S/D*): migliore di 40 dB (45 dB per f < 10 kHz); separazione *M/St* 40 dB con preaccentuazione, 45 dB senza preaccentuazione.

Portante VHF
Frequenza 100 MHz regolabile entro ± 0,5 MHz.
Tensione di uscita da 10 μ V_{eff} a 0,1 V_{eff} su 75 Ω secondo l'attenuazione, a scatti di 20 dB in 20 dB.
Precisione e stabilità del livello di uscita ± 2 dB da 100 μ V_{eff} a 0,1 V_{eff}; ± 6 dB su 10 μV.
Modulazione di frequenza ± 75 kHz (per l'indicazione 100 %dello strumento indicatore).
Precisione di deviazione ± 5% per ± 75 kHz.
Distorsione circa 0,5%, < 1% a ± 75 kHz.
Tassi di onde stazionarie 1,2 ÷ 1,6 su cavo 75 Ω.

Dimensioni e peso
Altezza 160 mm; larghezza 565 mm; profondità 235 mm.
Peso 9,1 kg.

Strumento di misura
Deviazioni massime:
a) 0 ÷ 100% in valore di cresta (segnale).
b) 0 ÷ 15% solo su sottoportante pilota.
Precisione ± 3% per la deviazione totale.

Alimentazione	**Accessori forniti con l'apparecchio**
Tensioni 110, 115, 127, 200, 220 o 240 V_{eff}	1 cavo 75 Ω con spina BNC UG-290/U.
Frequenza di rete 50 ÷ 60 Hz.	1 cavetto di alimentazione di rete.
Consumo 11 W.	1 spina per collegamento «audio».

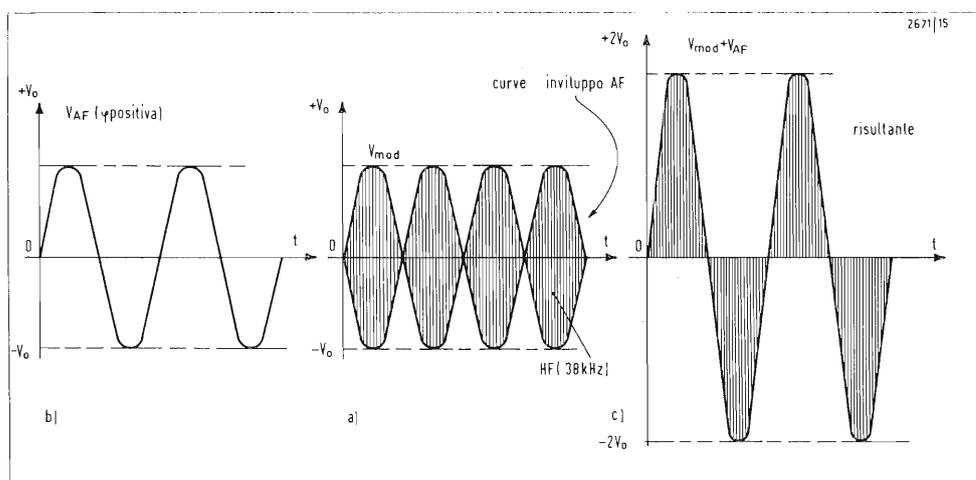



Fig. 5. Sintesi del segnale composto senza subportante e nel caso di modulazione unica con un solo canale (*S*).

La reiezione della subportante a 38 kHz è tale che di essa rimane solo lo 0,5% in media; ciò equivale al rapporto 200 pari a 46 dB, valore ampiamente sufficiente. Lo stesso vale per la reiezione « fuori canale » ($f_{msca} > 53$ kHz), che comporta 40 dB nella terza armonica della subportante pilora (57 kHz) è più al di là dei 53 kHz.

La diafonia residua tra un canale e l'altro è meno di 40 dB fino a 10 kHz, ciò che è buono senza essere straordinario, poichè si dovrà tener conto di questo 1% residuo, quando si faranno misure di diafonia sui sintonizzatori MF. Le altre caratteristiche sembrano tutte molto buone, salvo la precisione del livello del segnale di uscita, per la quale si può fare qualche riserva:

a) 100 µV; 1 mV 10 mV, e100 mV entro ± 2 dB

b) 10 µV entro ± 6 dB.

Nel caso *a*), ciò equivale a ± 25% di errore; nel caso *b*) l'errore sale a ± 50%. Questo vieta di fare misure di sensibilità nel campo dei 10 µV. Inoltre, questo livello *minimo* è troppo per qualificare le basse cifre esprimenti le alte sensibilità dei moderni sintonizzatori MF. Tuttavia, i tecnici che condannassero l'apparecchio per questa deficienza, avrebbero torto, perchè una simile misura non si fa con attenuatori a scatti.

Impiego

Come per tutti i generatori sprovvisti di attenuatore progressivo, si ricorre allo schema di fig. 2. Si usa una sonda coassiale associata ad un millivoltmetro e seguita da un attenuatore a pistone opportunamente tarato. Il millivoltmetro dà il livello esatto del segnale di uscita del generatore stereo. L'attenuatore fornisce dunque l'attenuazione della tensione applicata al ricevitore rispetto al livello precedente.

È certo che l'acquisto di un attenuatore a pistone pone qualche problema di ordine finanziario; è preferibile un « arrangiamento » casalingo parimenti efficace (v. fig. 3). Questo dispositivo impiega, oltre un attenuatore variabile a circuiti accordati orientabili, l'indispensabile sonda coassiale e una catena di attenuatori di 20 dB in numero sufficiente per ottenere l'attenuazione desiderata. A titolo d'esempio, citiamo l'attenuatore schermato FPL2 Radiometer di 20 dB su 75 Ω, con precisione entro ± 0,2 dB (± 0,5 dB alla fine della banda passante 300 MHz). L'attenuatore variabile, malgrado la sua precarietà, ha solo l'effetto di ridurre la tensione nel rapporto di 10 a 1, il che è facilmente leggibile sul voltmetro.

L'attenuazione propria di questo accessorio dipende dalla serietà con cui si è condotta la sua costruzione (v. particolari in fig. 4); ma bisogna tener conto di 20 dB almeno, di perdite d'inserzione. Si possono immaginare evidentemente tutti i perfezionamenti desiderabili sia di carattere elettrico, sia meccanico. Sarà sempre necessario schermare convenientemente il complesso per evitare irradiazione propria. A questo proposito, converrà allontanare il sintonizzatore MF

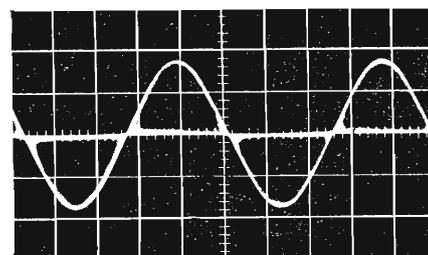



Fig. 6A. Oscillogramma del segnale composito senza subportante. (Caso di una AF molto bassa, per es. 80 Hz).

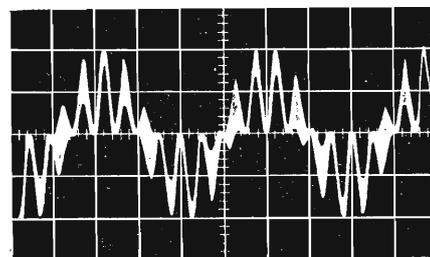



Fig. 6B. Oscillogramma ottenuto quando la frequenza del segnale modulante AF è un sottomultiplo della frequenza sottoportante (qui circa 1/9 di 38 kHz).

dall'apparecchiatura di misura ,perchè le sensibilità degli attuali ricevitori sono talmente grandi che essi possono captare direttamente l'irradiazione residua dei generatori, talvolta anche se sono schermati. Nello stesso ordine di idee, l'uso di una cabina schermata s'impone allo scopo di isolare il complesso dalle stazioni locali. Quanto ai metodi di misura della sensibilità, della diafonia, della reiezione ecc., restano invariati, quindi non si parlerà di essi in questo articolo.

Controllo del segnale composito

Composizione del segnale a una via (*S* o *D*).
Per principio, una modulazione senza portante è una modulazione al 100%. Non c'è quindi da meravigliarsi se all'uscita del modulatore ad anello si trova un'onda analoga a quella della fig. 5a). Il periodo di ripetizione degli archi è doppio di quello del segnale AF modulante. L'ampiezza punta-punta del segnale di uscita resta invece identica a quella della suddetta tensione AF. Se si somma il segnale modulato senza portante con la tensione AF, che serve alla modulazione (fig. 5b), si ottiene una risultante speciale, che è quella fornita dal generatore stereo, quando il funzionamento è limitato ad una sola via, *S* o *D* (v. fig. 5c), come dimostrano gli oscillogrammi ottenuti (fig. 6). In questa composizione di segnali, la subportante a 19 kHz non è in funzione.

Fig. 7. Spettro del segnale di fig. 5 ricostruito con l'analizzatore (AF = 5 kHz e in più la subportante.

Analisi dello spettro risultante

Se si applica il segnale composto completo ad un analizzatore d'onda, si mettono in evidenza quattro componenti: una a 5 kHz (se il generatore fornisce veramente questa componente AF), una a 19 kHz (la subportante pilota) e due altre a 33 e 43 kHz (le due bande laterali, v. fig. 7).
Se il generatore stereo è correttamente regolato, la componente a 5 kHz ha ampiezza doppia di quelle delle bande laterali. La sottoportante a 19 kHz è ancora più debole (meno della metà, 10%). Con una perfetta regolazione si devono avere rispetto alla componente a 5 kHz presa senza subportante a 19 kHz e nel caso di trasmissione monofonica ($S + D$), le seguenti proporzioni:
45% per la componente a 5 kHz
10% per la componente a 19 kHz
22,5% per la componente a 33 kHz
22,5% per la componente a 43 kHz
La loro somma è giusto il 100% e corrisponde ad una deviazione MF di 75 kHz.

Modulazione con un solo canale S o D

Per ottenere un simile risultato, la modulazione deve essere effettuata con una fase ben determinata: si considera positiva la fase del segnale AF rappresentante il canale sinistro *S*; la modulazione ad anello si ottiene, nel caso sopra conside-

Fig. 8. Decodificazione in ricezione e orientazione assunta dal segnale in ciascun canale.

Fig. 9. Spettro del segnale monofonico « *M* ».

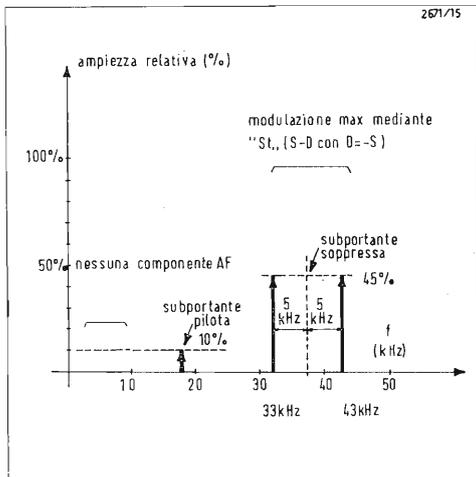



Fig. 10. Spettro del segnale stereofonico « *St* ».

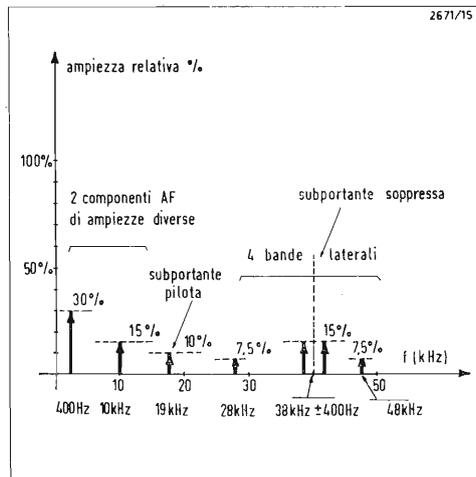



Fig. 11. Spettro di un segnale complesso composto da due tensioni AF.

rato di composizione, con un segnale AF della stessa frequenza *e della stessa fase.*
In ricezione, il dispositivo di decodificazione più correntemente adottato è quello della fig. 8: all'uscita dei circuiti addizionatori e sottrattori si ritrova ben due volte il segnale di sinistra: $2S$, e niente nel canale di destra: $D = 0$.
Per ottenere solo il segnale del canale destro, si modula la subportante con un segnale di fase opposto a quella della componente AF normale. Infatti, all'uscita del decodificatore la tensione è negativa e non esce niente dal sommatore conducente al canale sinistro, per principio.

Segnale monofonico « M »

Il segnale monofonico perfetto conduce all'assenza completa di bande laterali « *St* ». Infatti, la subportante essendo per principio, modulata dalla differenza $S - D$ (cioè sinistro-destro) se $S = D$ in ampiezza, $S - D = 0$.
Sembra dunque giusto avere lo spettro della fig. 9; la componente a 5 kHz è doppia che nel precedente (ampiezza 90%).

Segnale stereofonico « St »

All'opposto, il segnale stereofonico « ottimale » è tale per cui la differenza $S - D$ diviene in realtà una somma: ciò significa che $D = -S$.
In queste condizioni, non esistono componenti AF e le oscillazioni delle bande laterali sono massime (v. lo spettro di di fig. 10).
Mentre nel caso precedente, gli altoparlanti diffondono suoni in fase, ora essi emettono suoni in opposizione di fase: sulla linea mediana tra gli altoparlanti, si deve percepire un minimo di suono. Il modo di regolazione permette, tra le altre cose, di regolare il « bilanciamento » degli amplificatori e il guadagno dei canali stereo dei sintonizzatori MF.

Modulazione esterna

Le combinazioni precedenti possono essere ottenute mediante commutazioni interne al generatore.
Con l'applicazione di segnali esterni, si ottengono le stesse cose, ma anche una quantità di altre possibilità.
Per esempio, si può alimentare il canale sinistro S con un segnale a 10 kHz ed il canale destro D con una componente a 400 Hz. Questo metodo assicura, ad esempio, il controllo della modulazione incrociata di origine diafonica. Non è possibile dare una rappresentazione semplice del segnale composito; invece, l'analisi spettrale conduce ad una rappresentazione logica e semplice (v. fig. 11).
Con un dispositivo sfasatore da 0 a 180° si arriva a ricostituire lo spostamento di un suono unico da sinistra a destra o viceversa. In questo caso, si ottiene un segnale composto, che contiene uno sfasamento fra gli inviluppi di modulazione e la tensione AF. Ci si avvicina molto grandemente alla rappresentazione della fig. 12, questo oscillogramma presenta uno squilibrio e una distorsione di fase tra i segnali composti « *M* » ed « *St* ». Si noti che se lo sfasamento ora menzionato scompare, sussiste solo un piccolo squilibrio di ampiezze (v. oscillogramma di fig. 13). Questo genere di difetto è assai frequente in un ricevitore in cui il decodificatore sia inefficiente (tensione modulata insufficiente), o quando la banda passante totale dei circuiti rivelatori taglia le bande laterali in ricezione. Allora s'impone una messa a punto dei circuiti. Questi tipi di esempi possono variare infinitamente, per poco che ci si dia la pena d'impiegare razionalmente il generatore stereo « Radiometer ».

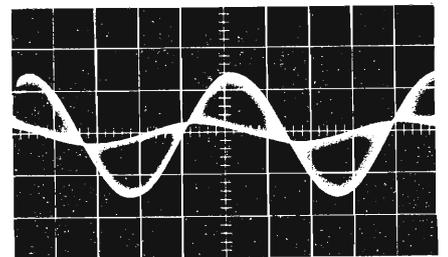



Fig. 12. Segnale composito ottenuto quando la risultante $S + D$ è di fase e ampiezza diverse di quelle della risultante $S - D$, che modula la subportante.

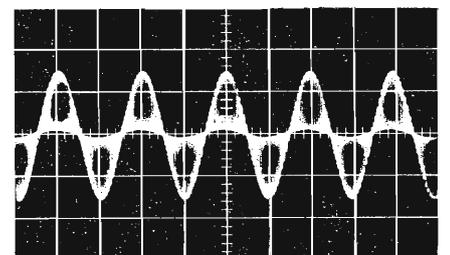



Fig. 13. Stesso segnale di fig. 12, ma senza lo sfasamento, ma sempre con ampiezza insufficiente delle oscillazioni delle bande laterali.

Da Electronique professionelle n. 1282

La teoria dell'informazione in termini elementari (1ª parte)

A. Ferraro

1.0. Definizione di informazione

Un messaggio complesso consiste nella trasmissione di una successione nel tempo di dati convenzionali elementari, noti al mittente e al destinatario del messaggio, come elementi di comunicazione, ma distribuiti secondo una sequenza nota soltanto al mittente.
È appunto l'ordine con cui i dati elementari si succedono nel tempo, che determina il contenuto informativo di un messaggio.
I mezzi che la tecnica delle telecomunicazioni mette a nostra disposizione, affinchè noi si possa trasmettere informazioni a distanza, sono oggi molteplici.
Non soltanto i messaggi formulati tramite il linguaggio e la scrittura rientrano nel concetto di informazione, ma anche i segnali che due apparati distinti, uno di comando e uno di utilizzazione si scambiano, per il giusto funzionamento del sistema complesso di cui fanno parte.
Nella sua accezione più generale, *informazione* significa *notizia*, nel senso di comunicazione di un evento noto a chi informa e incognito a chi riceve l'informazione stessa.
Affinchè un'informazione possa essere trasmessa da un punto *A* a un punto *B*, dove con punto *A* e punto *B* possano anche essere designate due persone, è necessario che chi trasmette l'informazione sia in grado di utilizzare un codice, a conoscenza del destinatario dell'informazione.
Nel caso più semplice di due persone che possano comunicare fra di loro tramite la parola o la scrittura, il codice è rappresentato dal linguaggio, parlato nel primo caso e scritto nel secondo.
Gli alfabeti, le lingue, le scritture sono codici convenzionali, costituiti da un numero grande tuttavia discreto di simboli e di suoni, che il mittente dell'informazione può utilizzare per trasmettere il suo messaggio, soltanto se l'individuo cui egli si rivolge è in grado di comprendere nel giusto modo il significato di ogni simbolo o di ogni suono.
Che la perfetta intesa sia indispensabile, si deduce da un semplice esempio. La risposta « affatto », conseguente a una qualsiasi domanda che esiga un responso in alternativa, è dubbia, in quanto molti assegnano a un tale avverbio significato negativo, pur se esso non è preceduto da alcuna negazione.
Con una traslazione nell'àmbito della tecnica, il caso più semplice d'informazione è quello che un interruttore fornisce a una lampada dallo stesso comandata, e che si riduce alla semplice alternativa: « interruttore chiuso: lampada accesa e interruttore aperto: lampada spenta ».
Un altro esempio, ben più complesso, è rappresentato dal disco combinatore del telefono, che informa gli organi di centrale, attraverso una successione di impulsi, di quale sia l'utente con cui il chiamante desidera comunicare.
Confrontando la lunghezza di un brano a stampa redatto in una lingua, con le sue traduzioni fedeli, redatte in altre lingue e composte con lo stesso corpo tipografico e con uguale impaginazione, ci si accorge subito che gli ingombri tipografici delle varie traduzioni sono per lo più differenti. Se la prova viene ripetuta con altri brani, trattanti argomenti diversi, per cui si possa statisticamente pensare che, passando da un brano all'altro buona parte dei termini impiegati siano mutati, si noterà come, per ogni lingua, sia possibile definire con buona approssimazione una « costante di ingombro » che consenta, per ciascun brano redatto in una lingua, di calcolare, sia pure grossolanamente l'ingombro della traduzione fedele dello stesso, in un'altra lingua.
È pertanto evidente come i linguaggi — nati con l'uomo — si siano formati senza che un preciso impegno sia stato posto, affinchè un determinato argomento possa essere esposto con il minor numero di simboli o, comunque, con il minore dispendio di spazio e di tempo.
D'altra parte, un tale stato di cose è comprensibile, ma è pure comprensibile come, nella tecnica delle comunicazioni, sia necessario studiare quantitativamente il concetto di « informazione » in modo che i canali di trasmissione siano utilizzabili nel modo migliore e con la minore perdita di tempo.

2.0. Aspetto quantitativo della informazione

Il concetto di *ridondanza* d'informazione, importante sul piano tecnico, può essere ora introdotto in modo soltanto relativo. Lo stesso brano scritto — per esempio — in inglese e in russo, è caratterizzato, nella seconda lingua, da una lunghezza molto maggiore di quello redatto nella prima. Poichè si tratta dello stesso testo, entrambi i brani contengono uguale informazione. Ciò significa che la ingua russa è più *ridondante* di quella inglese. La ridondanza presenta aspetti positivi e negativi. È infatti evidente che la lingua inglese gode di un vantaggio considerevole, quando il tempo a disposizione per la trasmissione è limitato, per ragioni che possono essere sia tecniche sia economiche. La lingua russa, invece — grazie alla ridondanza — consente una maggiore intellegibilità e può quindi consentire trasmissioni non affette da degradamento d'informazione pur usando canali che la riducono (rumorosità, affievolimento, ecc.). È molto più importante che i telefoni funzionino egregiamente in Inghilterra che in Russia!

2.0. Aspetto quantitativo dell'informazione

Lo studio quantitativo dell'informazione e la valutazione dei mezzi di telecomunicazione, per quanto concerne la trasmissione di informazioni in tempi determinati, subordinatamente alla *quantità di informazione* trasmessa nell'unità di tempo, hanno carattere nettamente statistico e costituiscono il compito della teoria dell'informazione.
Malgrado Morse abbia compilato il suo codice telegrafico, molti anni prima che la teoria dell'informazione venisse formulata, egli, guidato da un elementare buon senso, stabilì che la lettera « E » doveva essere caratterizzata da un solo punto: infatti, è la lettera che, nelle varie lingue, ricorre con maggiore frequenza, per cui l'assegnarle il segno di minor durata fu il più elementare criterio cui si ricorse applicando, per la prima volta e quasi inconsciamente, la teoria dell'informazione.
Altrettanto è avvenuto per le altre lettere, tenendo presente la frequenza media di ricorrenza di ciascuna di esse, con lo scopo di abbreviare al massimo la durata dei messaggi trasmessi in codice.

2.1. Postulato di Nyquist

Anche senza scendere in particolari sui processi di modulazione dei segnali radioelettrici e alla larghezza dei canali di trasmissione, destinati ad accettare segnali modulati, si può considerare come punto di partenza della teoria dell'informazione, un primo postulato enunciato

da *Nyquist*, fino dal 1924, nei termini seguenti: *La velocità di successione di segnali telegrafici è massima, quando a essa corrisponde la massima ampiezza della banda di frequenza che può essere accettata dalla linea di trasmissione e, fra le due grandezze in oggetto, sussiste proporzionalità diretta.*

Un tale postulato, apparentemente complesso per chi non abbia ancora familiarità con l'argomento che stiamo trattando, è invece semplice e facilmente comprensibile.

Si supponga, infatti, che la trasmissione consista in una serie di punti telegrafici, ossia, in una successione di lettere « E ». All'aumentare della velocità di trasmissione, ovvero, del numero di punti trasmessi in un dato tempo, aumenta proporzionalmente la cadenza o frequenza di successione degli stessi.

Ovviamente, se invece di punti vengono trasmessi simboli telegrafici eterogenei a scopo informativo, con l'aumentare della frequenza di successione dei simboli aumenta il contenuto informativo trasmesso in un dato tempo, e ne consegue una diminuizione del tempo necessario per trasmettere una determinata notizia.

2.2. Legge di Hartley.

Gli studi fatti da Nyquist sono stati ripresi da Hartley il quale, tuttavia, si è limitato a dare un carattere più generalizzato al postulato formulato dal primo. Venne così enunciata la *legge di Hartley*, nei termini seguenti: *Dato un certo sistema di telecomunicazione, il contenuto di informazione di un determinato messaggio con lo stesso trasmesso, è direttamente proporzionale alla larghezza della banda di frequenza trasmessa e al tempo di trasmissione.*

Come esempio pratico, si consideri un disco grammofonico. Esso, grazie all'incisione, contiene una certa quantità di informazione. Si tratta, ovviamente, d'un contenuto potenziale, in quanto solo ponendo il disco in rotazione e rilevando il messaggio registrato, l'informazione giunge a destinazione, ossia all'orecchio dell'ascoltatore.

L'essenza della legge di Hartley può essere compresa con un ragionamento molto semplice. Se il disco viene fatto rotare con velocità v, tale che una certa frequenza registrata abbia il valore f, se la velocità diventa $2v$, quella frequenza diviene $2f$.

Ma passando a considerare il tempo di trasmissione, se esso è T in corrispondenza della velocità v e della frequenza f, diviene $T/2$ in corrispondenza della velocità $2v$ e della frequenza $2f$.

Chiamando b il contenuto informativo, essendo $f_{max} - f_{min}$, l'ampiezza dello spettro di frequenza (ossia, la differenza tra la frequenza massima e la frequenza minima) e T il tempo di trasmissione, la legge di Hartley viene analiticamente espressa dalla relazione:

$$[1] \qquad b = k(f_{max} - f_{min})T.$$

Hartley non ha tuttavia formulato alcuna ipotesi tendente a determinare quantitativamente il valore di k e la [1], pertanto, ha carattere indeterminato.

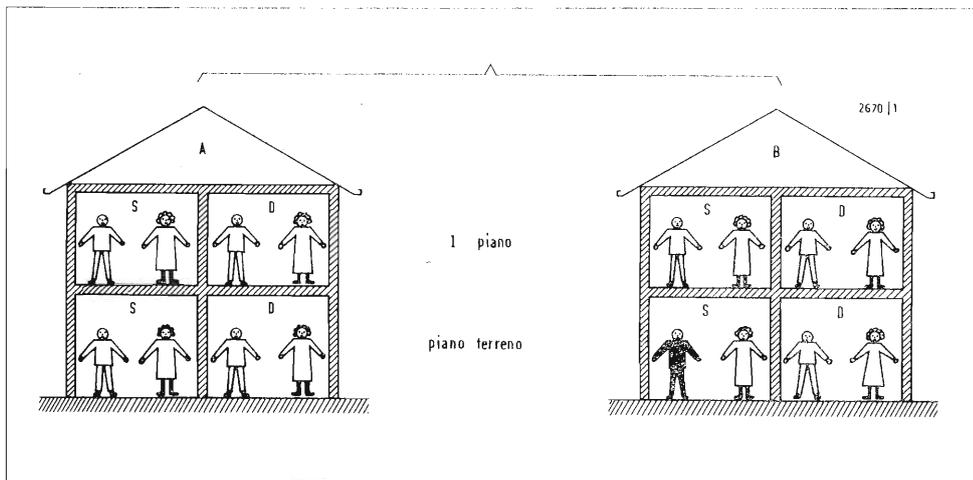
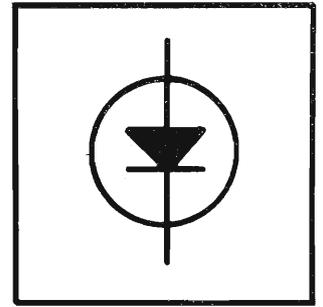
2.3. Il « bit », unità d'informazione.

Abbiamo detto che si chiama informazione una notizia, nel senso di *comunicazione di un evento non noto al destinatario dell'informazione.* È infatti evidente che una frase sul tipo di « il Sole è luminoso » non può essere considerata una notizia, in quanto esprime un concetto già noto a tutti. Si può quindi partire dal presupposto che il contenuto informativo di un messaggio sia quantitativamente uguale a zero, quando esso esprime un fatto già a conoscenza del destinatario del messaggio stesso che non può, pertanto, usare la corrispondente notizia, essendo essa inutile.

L'assenza di informazione, sul piano quantitativo, rappresenta un caso limite e, precisamente, il caso limite inferiore: infatti non sono concepibili informazioni negative, a meno che non si convenga — passando al campo sociologico — di ritenere negative le notizie false o, più precisamente, le menzogne. Ritornando alla risposta « affatto » interpretata in senso affermativo da un corrispondente che conosce bene la nostra lingua, e in senso negativo da un altro, meno preparato, può essere considerata sul piano analitico come « inversione del segno dell'informazione », per mancanza di intesa fra i due corrispondenti.

Si consideri ora il caso in cui un messaggio abbia lo scopo di distruggere l'incertezza dipendente dall'attesa, da parte del destinatario di un messaggio, di una informazione che deve toglierlo dall'alternativa di scelta fra due eventi ugualmente possibili e ugualmente probabili.

In tal caso, l'incertezza che deve essere distrutta dal messaggio è connessa con l'indecisione fra l'avverarsi di due possibili eventi. Per esempio, se un sacchetto contiene due palline, una bianca e una nera, estraendone una a caso, alla domanda: « di che colore è la pallina estratta? », vi sono due risposte, ugualmente possibili e ugualmente probabili. Una di queste due risposte è: « bianca », l'altra è « nera ».

Il messaggio tipo costituito da una o dall'altra delle due risposte di cui sopra, è

senz'altro il messaggio più semplice, dopo quello informativamente nullo, con il quale viene comunicato un evento già noto.

Convenzionalmente, si considera unitario il contenuto informativo del messaggio in argomento, e l'unità così definita si chiama *« bit »*, dall'inglese « *B*inary dig*IT* » (cifra binaria), del resto in accordo con lo stesso significato del vocabolo inglese « bit » che significa anche *pezzettino*, ossia, nel nostro caso, « frammento elementare (di informazione) ».

Poichè si conviene di uguagliare all'unità la somma delle probabilità legate all'avvento di eventi generici, facenti parte di uno stesso insieme di eventi possibili, si può affermare che, nell'esempio sopra riportato, la probabilità corrispondente all'uscita dal sacchetto della pallina bianca è 0,5, e, altrettanto 0,5 è la probabilità che esca la pallina nera.

Il bit, come unità di informazione, può pertanto essere definito come segue: *l'informazione contenuta in un messaggio capace di distruggere l'incertezza legata all'alternativa fra due eventi ugualmente possibili e caratterizzati ciascuno dalla probabilità* 0,5 *è unitaria e vale quantitativamente* 1 *bit*.

Un esempio pratico. Si consideri il messaggio che, con riferimento alla figura, porta alla determinazione di una delle 16 persone (per esempio, quella nera). L'informazione necessaria alla soluzione del problema corrisponde alla scelta d'una possibilità, fra 16 che — per ipotesi — si considerano ugualmente probabili.

Al risultato s'addiviene tramite un messaggio caratterizzato dalla quantità informativa di 4 bit. Infatti, con un primo messaggio di 1 bit si comunica che la persona cercata si trova nella casetta *B*. In tale modo viene eliminata la casetta *A* e, con essa, le 8 persone che vi si trovano. L'informazione unitaria ha ridotto della metà (da 16 a 8) le possibili soluzioni. Ma vi sono persone al piano terra e persone al primo piano: per risolvere il dubbio è necessaria un'altra informazione di 1 bit, che dimezza ulteriormente le possibili soluzioni, riducendole a quattro soltanto.

Nel nostro caso, l'informazione è: piano terreno.

Le soluzioni residue sono quelle rappresentate appunto dalle quattro persone al piano terra della casetta *B*.

Con un altro bit, le possibilità si riducono a due. Ciò consegue alla ricezione del messaggio che la soluzione è nella camera di sinistra. Al risultato finale si giunge poi, comunicando che l'individuo prescelto è un uomo o escludendo che esso sia una donna.

L'indeterminazione legata a 16 possibilità equiprobabili è stata annullata con un messaggio di 4 bit che è in sostanza il seguente: « casetta *B*; piano terreno; sinistra; uomo ».

Il tutto, può essere schematizzato nel modo seguente:

16	persone nelle due casette *A* e *B*	
8 — 8	persone nella casetta *B*	1 bit
4 — 4	pers. al piano terreno	1 bit
2 — 2	pers. nella cam. di sin.	1 bit
1 — 1	uomo	1 bit
	Totale	4 bit

Poichè il numero di possibilità è dato da 2 moltiplicato per sè stesso quanti sono i bit, si ha, con riferimento al nostro esempio:

$$[2] \qquad 2 \times 2 \times 2 \times 2 = 2^4 = 16$$

da cui, indicando con b il numero dei bit e con N il numero degli eventi, si ha la formula generica:

$$[3] \qquad 2^b = N$$

ovvero:

$$[4] \qquad b = \log_2 N \qquad \text{[bit]}$$

In base a quanto detto, dati N eventi ugualmente possibili ed equiprobabili, il messaggio che porta all'individuazione di uno di essi, è caratterizzato da un *contenuto informativo, definito in bit dal logaritmo in base* 2 *del numero complessivo degli eventi.*

L'impiego dei logaritmi è molto utile. Infatti, considerando che il logaritmo del prodotto è uguale alla somma dei logaritmi, dato un sistema di comunicazioni complesso, si ha — come del resto è attendibile — che le possibilità informative risultanti coincidono con la somma di quelle componenti.

2.4. Quantità specifica di informazione.

Sempre ammettendo che la probabilità di ricorrenza dei vari simboli sia uniforme, viene chiamata *quantità specifica di informazione*, quella corrispondente a un solo simbolo d'un messaggio.

Dato un messaggio di n elementi, il suo contenuto informativo, grazie alla [4], risulta:

$$[5] \qquad b = n \log_2 N\,, \qquad \text{[bit]}$$

dove N rappresenta sempre l'insieme fra cui gli n elementi sono stati scelti.

Dividendo per n la quantità di informazione di un messaggio, si ottiene la *quantità specifica di informazione*, ossia, il contenuto informativo connesso con ciascun simbolo, in *bit per simbolo* [bit/simb]:

$$[6] \qquad e = \frac{b}{n} = \log_2 N \qquad \text{[bit/simb]}$$

2.5. Capacità di informazione

Un'altra specie di grandezza specifica, questa volta riferita al tempo, è la *capacità di informazione*. Essa definisce il numero di bit che è possibile trasmettere nell'unità di tempo e, con riferimento a un messaggio lungo T (ammesso che l'informazione venga convogliata alla massima velocità possibile), vale per la [5].

$$[7] \qquad c = \frac{b}{T} = \frac{n}{T} \log_2 N\,, \qquad \text{[bit/s]}$$

essendo ovviamente l'unità di misura il *bit per secondo*.

(continua)

A. Longhi

Tecnica dei vari sistemi di sospensione acustica degli altoparlanti

TS. Korn

In una catena di riproduzione sonora ben studiata, la riproduzione delle frequenze basse deve essere caratterizzata non soltanto dalla presenza delle note più profonde, ma soprattutto dall'assenza di qualsiasi risonanza capace di produrre una « colorazione » disturbante.
È noto che qualunque altoparlante a bobina mobile possiede una risonanza sua propria detta « principale », la cui frequenza è determinata dalla massa M del sistema vibrante (membrana e bobina mobile) e dall'elasticità della sospensione C della membrana:

$$f_0 = (2\pi\sqrt{MC})^{-1} \qquad (1)$$

Ricordiamo che normalmente si sfrutta questa risonanza per compensare la caduta del rendimento acustico sulle note basse, dovuta al piccolo rapporto delle dimensioni della membrana alla lunghezza d'onda. Ma affinchè questa compensazione non degeneri in colorazione, bisogna che la frequenza f_0 sia situata al disotto della zona delle frequenze udibili.
Si constata che quando la f_0 è minore di 40 Hz, il suo effetto acustico è inesistente ed essa può produrre solo inconvenienti secondari, per esempio ampiezze eccessive dell'escursione della membrana dell'altoparlante in presenza di forti modulazioni in questo campo di frequenze. Ma quando la f_0 sale verso i 50 Hz, il suo effetto udibile comincia a manifestarsi con una certa confusione alle note basse e con la mancanza di una vera « profondità sonora ». Si noti però che questo difetto diviene percepibile solo per confronto con un impianto sonoro perfetto. Quando la frequenza f_0 è superiore a 50 Hz, il suo effetto diviene rapidamente disturbante sotto forma di una « colorazione cavernosa » tipica di impianti mediocri. Questo effetto è già molto marcato per $f_0 = 60$ Hz e diviene dirompente per tutte le frequenze superiori.
Così il valore della frequenza f_0 di risonanza è divenuto la bestia nera dei fabbricanti di diffusori acustici. Secondo la formula (1), il valore di f_0 è inversamente proporzionale alla radice quadrata dell'elasticità C della sospensione della membrana dell'altoparlante, perciò il presente studio ha per oggetto l'esame dei vari criteri di sospensione, che sono stati proposti allo scopo di ottenere una sufficiente cedevolezza e quindi un valore di f_0 sufficientemente basso.

Sospensione « meccanica »

Un altoparlante a bobina mobile possiede come prima cosa una sospensione detta « meccanica », il cui compito è di mantenere la bobina al centro magnetico del traferro. La rigidità $1/C_m$ di questa sospensione è la somma della rigidità del bordo ondulato della membrana e del sistema di centraggio centrale. Usando materiali di sufficiente cedevolezza e studiando bene la forma di questi organi, si può, in via di principio, ottenere un'elasticità della sospensione meccanica C_m grande quanto occorre per portare la frequenza f_0 al valore desiderato.
Tuttavia non bisogna dimenticare che con una sospensione meccanica troppo cedevole, la forza di richiamo può divenire insufficiente per poter vincere gli attriti interni degli organi di sospensione e riportare sempre la bobina al centro magnetico del traferro. È per questo che il limite inferiore praticamente ottenibile di « f_0 meccanica » viene portato il più spesso fra 10 e 20 Hz.
Sappiamo che un altoparlante non può lavorare senza carico, perchè la compensazione intempestiva delle radiazioni anteriore e posteriore della membrana annullerebbe il suo rendimento alle frequenze basse. È per questa ragione che l'altoparlante deve sempre essere installato in un « ambiente acustico » che separi bene queste due radiazioni.
Un mezzo classico per raggiungere lo scopo è lo schermo acustico piano (baffle) di grandissime dimensioni, che inoltre presenta il vantaggio di non influenzare il valore della frequenza f_0. Ma un siffatto schermo piano è solo un utopistico modello venerabile, valido in aria libera (camera anecoica), mentre nelle abitazioni normali non è applicabile tanto dal punto di vista estetico, quanto da quello acustico. Infatti un altoparlante in schermo piano costituisce una sorgente sonora del tipo « dipolo », che non può lavorare in prossimità di un muro.
Perciò, per un impiego normale, si è stati obbligati ad adottare un altro genere di « ambientazione acustica », cioè il diffusore acustico completamente chiuso, si ricordi che attualmente si è giunti a rifiutare praticamente tutte le proposte di contenitori combinati, come i bass-reflex, i labirinti, i mobili a doppia risonanza ecc.
È vero che questi sistemi permettono di eliminare la frequenza di risonanza principale dell'altoparlante, ma è pur vero che producono fatalmente risonanze secondarie, spesso ancora più disturbanti.
Il contenitore completamente chiuso annulla, è vero, l'effetto della radiazione posteriore, ma presenta alla membrana dell'altoparlante una rigidità acustica supplementare dovuta alla compressione dell'aria rinchiusa nel mobile, la quale si aggiunge alla rigidità della sospensione meccanica. Così, la frequenza di risonanza di un altoparlante di elasticità meccanica C_m, posto in un contenitore di elasticità acustica C_a, è:

$$f_0 = \left(2\pi \sqrt{\frac{M C_m C_a}{C_m + C_a}}\right)^{-1}. \qquad (2)$$

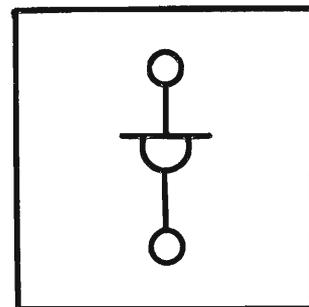
Per esempio, un altoparlante avente la frequenza di risonanza meccanica di 45 Hz, posto in un contenitore di elasticità acustica C_a, diciamo uguale a C_m, vedrà la sua frequenza di risonanza f_0 passare a:

$$45 \sqrt{2} = 60 \text{ Hz},$$

il che è intollerabile.

Sospensione « acustica »

Una quindicina di anni fa, un costruttore americano parlò per la prima volta di altoparlanti « a sospensione acustica ». In termini fisici, questa denominazione vuol dire che la rigidità meccanica $1/C_m$ dell'altoparlante è stata resa talmente piccola rispetto alla rigidità acustica del contenitore ($1/C_a$), che quest'ultima è la sola ad imporre in pratica la frequenza di risonanza finale dell'altoparlante. Per dar corpo alle ombre, supponiamo che, nell'esempio precedente, si sia usato un altoparlante con la risonanza meccanica accordata non a 45, ma a 10 Hz; posto nello stesso contenitore, l'altoparlante presenterà alla fine la frequenza di risonanza di 46,5 Hz, cioè vicinissima a quella che sarebbe determinata unicamente dall'elasticità acustica del contenitore (45 Hz).
Tuttavia non bisogna credere che l'idea della sospensione acustica sia una panacea, che permetta di costruire diffusori acustici caratterizzati ad un tempo da una frequenza di risonanza sufficientemente bassa, un buon rendimento energetico, una potenza acustica conveniente alle basse frequenze, ed avente piccole dimensioni del contenitore. Queste esi-

genze, che si impongono sempre più, sono sfortunatamente contraddittorie e riteniamo interessante quotare i limiti dei compromessi, che si possono ottenere con il sistema di « sospensione acustica ».
1. L'elasticità acustica (C_a) di un diffusore completamente chiuso di volume Q « vista » dalla membrana dell'altoparlante di superficie attiva S, si esprime con la formula:

$$C_a = \frac{KQ}{S^2} \; (g^{-1} \, s^2) \qquad (3)$$

dove K è la capacità intrinseca dell'aria uguale a $0,7 \cdot 10^{-6}$ (cm g^{-1} s^2).
La frequenza di risonanza di un altoparlante di rigidità meccanica ($C_m = \infty$), posto in un contenitore chiuso, è uguale a

$$f_0 = \frac{193}{\sqrt{M}} \, \frac{S}{\sqrt{Q}} \qquad (4)$$

dove M è la massa della membrana in g, S la superficie della membrana in cm². Questa formula è rappresentata graficamente in fig. 1, in funzione del rapporto $S/\sqrt{Q}$, e con il valore di M come parametro.
Per agevolare la lettura di questo grafico, la scala delle ascisse $S/\sqrt{Q}$ è stata confrontata con alcune scale del volume Q del contenitore espresso in litri, per vari valori tipici della superficie S o del diametro ⊘ della membrana. Si vede, grazie a questo grafico, che per ottenere una frequenza di risonanza f_0 desiderabile di 38 Hz (con questo valore, un altoparlante reale presenterà la frequenza di risonanza finale di circa 40 Hz), un altoparlante di diametro 20 cm e di massa vibrante $M = 10$ g, richiede un volume del contenitore di 250 l (dimensioni tipiche del mobile 100 × 70 × 35 cm), che si può considerare come proibitivo.
Aggiungiamo anche che un grande contenitore presenta anche gravi difficoltà di costruzione per eliminare le vibrazioni parassite delle pareti. Nelle fabbricazioni serie, si è spesso costretti a ricorrere al sistema a doppie pareti riempite di sabbia, all'uso di piastrelle, mattoni ecc.
La lettura dello stesso grafico dimostra che per la frequenza di risonanza $f_0 = 38$ Hz, un mobile di tipo libreria di volume accettabile 10 l (25 × 20 × 20 cm) accetta solo un piccolissimo altoparlante di 7 cm di diametro ($M = 5$ g), il che rende praticamente impossibile l'emissione di una potenza acustica sufficiente alle basse frequenze.

Problema della massa vibrante

A prima vista, sembrerebbe che sia sempre possibile abbassare a piacere la frequenza di risonanza f_0 di un altoparlante a sospensione acustica, con un adeguato aumento della massa M del sistema vibrante. Per esempio, nel caso di un altoparlante di ⊘ = 20 cm, l'aumento della massa della sua membrana da 10 g a 80 g permetterebbe di ridurre il volume del contenitore ad una trentina di litri (40 × × 30 × 25 cm). Ma una simile operazione ridurrebbe fatalmente il rendimento energetico dell'altoparlante nel rapporto di $(10/80)^2 = 1/64$; perciò, per ottenere la stessa potenza acustica irradiata, bisognerebbe fornire una potenza elettrica 64 volte più grande, ossia 1 kW invece di 15 W.
Ciò spiega d'altra parte la tendenza moderna verso potenze sempre maggiori degli amplificatori destinati ad alimentare diffusori a sospensione acustica.

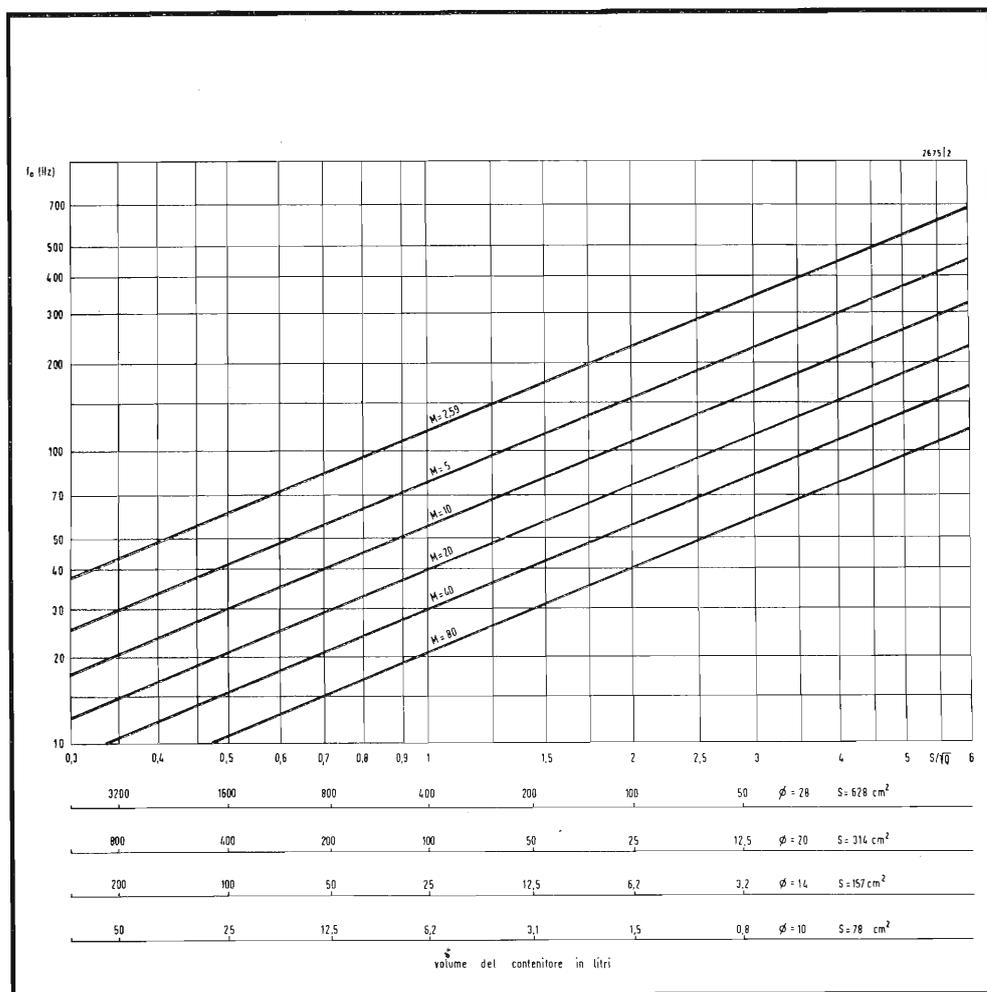



Fig. 1. Frequenza di risonanza in funzione della superficie della membrana e del volume del contenitore acustico per diversi valori della massa M della membrana.

Problema della superficie della membrana (S)

Si potrebbe anche credere che sia possibile ridurre il volume del contenitore, diminuendo la superficie S dell'altoparlante. Ma una simile operazione impone ampiezze eccessive di vibrazione della membrana, quando si vuole ottenere una buona potenza acustica alle basse frequenze. Ricordiamo che questa potenza si esprime con la semplice legge di Ohm:

$$W_a = (2\pi f D \sqrt{2})^2 S \cdot r_a \cdot 10^{-7} \text{ Watt} \quad (5)$$

dove D è l'elongazione della cresta della membrana ed r_a il carico acustico utile dell'altoparlante per unità di superficie. Alle basse frequenze, il valore di r_a è proporzionale al quadrato del raggio della membrana, quindi alla sua superficie S. Allora W_a è proporzionale a $(DS)^2$ e si vede che la diminuzione della superficie S richiede un aumento dell'escursione D nelle stesse proporzioni.

Per fissare le idee, prendiamo un altoparlante di $\oslash = 15$ cm ($S = 175$ cm²). L'esperienza e il calcolo dimostrano che, nelle condizioni di lavoro normale, il carico r_a assume un valore dell'ordine di 0,7 Ω m/cm² a 50 Hz.

Con l'elongazione ragionevole $D = 3$ mm della membrana, la potenza acustica fornita dall'altoparlante sarà, secondo la formula (5):

$$W_a = (2\pi \cdot 50 \cdot 0{,}3 \sqrt{2})^2 \cdot 175 \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-7} = 0{,}2 \text{ W} . \quad (6)$$

In un ambiente di abitazione normale, una simile potenza può già assicurare un'intensità acustica dell'ordine di 95 dB; ma quando si vogliono diminuire le dimensioni dell'altoparlante, diciamo a $\oslash = 7$ cm ($S = 38$ cm²), la potenza acustica diminuisce di 13 dB, il che può essere compensato solo dall'incremento dell'elongazione della membrana di 4,5 volte, cioè a 14 mm (28 mm cresta-cresta). Una simile esigenza è praticamente proibitiva dal punto di vista della linearità della deviazione, nonchè della costruzione del sistema magnetico. Aggiungiamo inoltre che la deviazione $D = 14$ mm a 50 Hz corrisponde alla velocità di vibrazione di 4,4 m/s, a 50 Hz, che rappresenta l'1,3% della velocità del suono. La fluttuazione di frequenza (pianto) dovuta all'effetto Doppler avrà lo stesso valore (1,3%), ciò che supera di gran lunga i valori normali ammissibili (0,3%).

Conclusioni sulla sospensione acustica

Si è dimostrato che le possibilità del sistema a « sospensione acustica » sono molto limitate e non permettono di soddisfare le esigenze contraddittorie del mercato attuale, se non con un compromesso più o meno accomodante. Infatti, passando in rivista i diffusori a sospensione acustica, si trova che solo i contenitori grandissimi, di costruzione difficile e costosa, meritano l'appellativo di alta fedeltà. Da quando si è tentato di ridurre il loro volume, si cade fatalmente nella colorazione sonora (frequenza f_0 troppo alta), nel piccolo rendimento acustico (massa M troppo grande) o in una modesta potenza acustica irradiata (superficie S troppo piccola).

Per uscire da questo circolo vizioso, la soluzione moderna ricorre al sistema di asservimento (circuito cibernetico), che si potrebbe anche chiamare a « sospensione elettronica ».

Sospensione « elettronica » asservimento dell'altoparlante

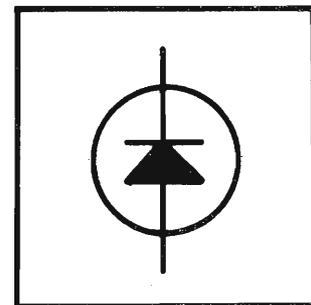
L'asservimento, o regolazione elettronica degli apparecchi elettromeccanici, come motori, altoparlanti, vibratori ecc., consiste nell'imporre ad essi un funzionamento indipendente dalla loro impedenza meccanica, tanto interna, quanto esterna.

Un successo già ben noto in questo campo è, per esempio, il sistema di regolazione elettronica dei motori a corrente continua, sistema che ha sostituito vantaggiosamente il principio sorpassato di regolazione a ruttore centrifugo. Questo sistema mantiene praticamente costante la velocità del motore, indipendentemente dal carico meccanico e il suo funzionamento può essere brevemente descritto così: quando il carico meccanico di un motore aumenta, il motore tende a rallentare e la sua forza controelettromotrice diminuisce. Ciò equivale a diminuire la « resistenza mozionale » del motore vista dalla sorgente di alimentazione, e ad aumentare l'aumento della corrente di consumo; quando l'alimentazione è di tipo classico, l'incremento della corrente di consumo fa aumentare la caduta di tensione ai capi dell'impedenza interna dell'alimentatore, la tensione di alimentazione diminuisce e il motore rallenta ancora di più; per contro, la « regolazione elettronica » incorporata nell'alimentatore agisce in modo che l'incremento della corrente si traduca in una riduzione della caduta di tensione attraverso l'impedenza interna dell'alimentatore. Perciò, la tensione di alimentazione applicata al motore cresce e il motore aumenta la sua velocità, che si può rendere molto vicina a quella iniziale; lo stesso ragionamento, ma in senso opposto, è valido nel caso di diminuzione del carico meccanico, la quale, grazie all'asservimento elettronico, comporta una riduzione della tensione di alimentazione ed una frenatura energica del motore, frenatura che impedisce l'aumento di velocità.

La « regolazione elettronica, o asservimento degli altoparlanti » è basata sullo stesso principio. Si sa che quando la frequenza di un segnale applicato ad un altoparlante è lontana dalla frequenza di risonanza di quest'ultimo, l'impedenza meccanica del sistema vibrante è molto grande e la membrana raggiunge un certo valore della velocità di vibrazione.

Quando la frequenza del segnale si avvicina alla frequenza di risonanza dell'altoparlante, nel qual caso la sua impedenza meccanica è più piccola, la velocità di vibrazione della membrana aumenta. L'incremento della forza elettromotrice che ne risulta, fa aumentare l'impedenza apparente dell'altoparlante e riduce la corrente di consumo.

Questo fenomeno è facilmente osservabile quando l'altoparlante è alimentato da un amplificatore tradizionale, la cui tensione di uscita ha tendenza ad aumentare alla frequenza di risonanza dell'altoparlante. Il solo miglioramento che si è potuto introdurre con i mezzi classici è una forte reazione negativa nell'amplificatore, la quale riduce la resistenza interna del generatore e permette di smorzare l'effetto della suddetta risonanza.

Ma quando l'amplificatore è provvisto di un dispositivo di asservimento analogo a quello di regolazione del motore descritto sopra, la riduzione della corrente di consumo alla frequenza di risonanza provoca automaticamente la diminuzione del segnale elettrico applicato all'altoparlante, il che frena la velocità della membrana e la mantiene costante indipendentemente dalla risonanza meccanica dell'altoparlante.

Realizzazione pratica della sospensione « elettronica »

La realizzazione di un sistema di asservimento di altoparlante (in corrente alternata) è più difficile dell'asservimento dei motori a corrente continua descritto sopra.
La difficoltà principale proviene dalla reattanza positiva (induttanza) della bobina mobile dell'altoparlante, la compensazione intempestiva della quale con la reattanza negativa dell'impedenza mozionale dà luogo a risonanze parassite molto instabili e spesso più dannose della risonanza principale che si vuole eliminare.
Un sistema di asservimento elettronico efficace, applicabile ad una fabbricazione industriale, richiede circuiti speciali, che eliminino totalmente dette risonanze parassiti e non richiedano un processo di regolazione rigorosissimo.
Quando è costruito correttamente, il sistema di asservimento di un altoparlante (fig. 2) deve evidentemente permettere di:
1. misurare la velocità di vibrazione della membrana,
2. confrontare il valore rilevato con il segnale elettrico originale,
3. trasformare la tensione di errore in segnale correttivo di segno opposto, sopprimendo i segnali parassiti,
4. forzare la membrana a seguire fedelmente il segnale elettrico originale.
Un simile circuito realizza dunque un asservimento del tipo « a velocità », che richiede necessariamente una rete di adattamento al carico acustico utile dell'altoparlante allo scopo di ottenere una curva di risposta uniforme in pressione.
Annotiamo pertanto che sarebbe un grave errore assumere come valore di questo carico quello che c'è in una camera anecoica. Il vero carico acustico presente nei locali di ascolto è tutto diverso e il suo valore medio può essere misurato solo con metodi speciali.

Notiamo anche che ogni raccomandazione di asservimento diretto a « pressione» scaturisce dall'ignoranza delle leggi acustiche più elementari. Aggiungiamo che negli impianti mediocri, nei quali le risposte parassite del sistema non siano state sufficientemente eliminate, la frenatura della risonanza dell'altoparlante non può essere spinta al di là di qualche dB, il che però è ottenibile con mezzi meccanici assai più semplici, come gli assorbenti acustici all'interno del mobile. Ora, una frenatura di pochi dB non è sufficiente per eliminare l'effetto udibile della risonanza; ciò obbliga i costruttori ad accettare diversi compromessi (grandi dimensioni del contenitore, impiego di mobili a controrisonanza ecc.).

Un sistema di asservimento del tipo a sospensione elettronica deve frenare la risonanza dell'altoparlante di circa 10÷12 dB, in modo che il valore della frequenza di questa risonanza (f_0) non abbia più alcuna influenza sulla prestazione dell'altoparlante. Un simile circuito è stato usato nella catena « Servo Sound », dove i diffusori hanno un volume di soli 10 l. La superficie dell'altoparlante adottato è $S = 175$ cm² e consente di fornire una potenza di 0,2 W acustici alle basse frequenze, con una moderata escursione della membrana (3 mm) ed un effetto Doppler accettabile (0,3%).

D'altra parte, la piccola massa vibrante dell'altoparlante usato per questo complesso sonoro ($M = 4{,}8$ g) assicura un eccellente rendimento energetico, permettendo di usare amplificatori di potenza relativamente modesta (20 W). È evidente che in queste condizioni (v. il il grafico di fig. 1 per $SQ = 1{,}7$ e $M = 4{,}8$ g) la frequenza di risonanza è molto alta ($f_0 = 140$ Hz), il che sarebbe assurdo nello spirito dell'alta fedeltà. Ma il sistema di asservimento spiana automaticamente questa risonanza oltre 11 dB e rende la risposta del diffusore completamente aperiodica.
L'eliminazione totale della risonanza del mobile mediante l'asservimento elettronico, ben studiato, assicura una fedeltà di riproduzione superiore a quella dei grandi diffusori tradizionali aventi una frequenza di risonanza fra 40 e 50 Hz. Ciò si manifesta specialmente con le sollecitazioni « percussionali » e con gli inizi strumentali (riproduzione dei transitori), costituenti la base di qualsiasi programma musicale o verbale.
Un punto critico in questo sistema è la resistenza dei fili di collegamento fra l'altoparlante e l'amplificatore, che fanno parte integrale dei circuiti di asservimento. Per evitare qualsiasi variazione possibile del valore di tale resistenza, l'amplificatore di potenza è stato introdotto nel mobile del diffusore, il rimanente della parte elettronica risulta così limitato al preamplificatore.
Questo sistema di amplificatore-altoparlante integrato offre inoltre possibilità di uso sconosciute nella tecnica tradizionale, in particolare la realizzazione di un sistema acustico « multi-sorgenti », che sfrutta un certo numero di piccoli diffusori asserviti, messi in parallelo in ciascun canale stereofonico e opportunamente disposti nel locale di ascolto. Un simile sistema è molto più favorevole, per ottenere una risposta acustica uniforme (assenza di colorazione), dei grandi diffusori tradizionali irradianti ciascuno in un sol punto e sonorizzanti il locale in modo selettivo. Il sistema in oggetto si presta pure alla realizzazione di impianti di potenza da 40 a 1000 W partendo da elementi « di base », e all'aumento ulteriore della potenza modulata. Infine, presenta un'insensibilità assoluta ai corti circuiti accidentali nei fili, che collegano gli altoparlanti all'amplificatore.
Si fa notare che, grazie al sistema acustico « multi-sorgenti» di « Servo Sound» con incrocio stereo, la potenza acustica alle basse frequenze è stata portata da 0,2 W a 0,8 W acustici (+ 6 dB) con due diffusori e a 3,2 W acustici (+ 12 dB) con quattro diffusori.

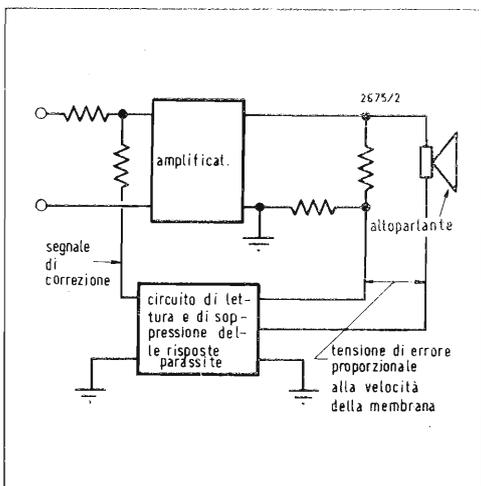
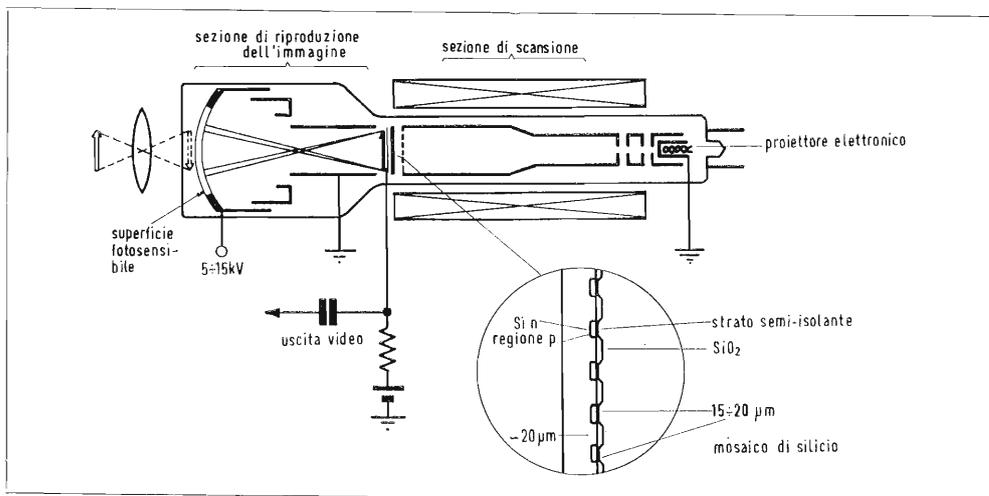



Fig. 2. Schema a blocchi del sistema di asservimento elettronico di un altoparlante.

Da Toute l'Electronique n. 351

Notiziario industriale

Fig. 1 - Costituzione di un tubo da presa di TV di tipo al silicio con moltiplicazione elettronica.

Nuovo tubo da presa supersensibile perfezionato per telecamere TV

I tecnici del Centro di Ricerche e Sviluppi della Shibaura Electric Ca Ltd di Tokio hanno costruito un nuovo tubo da presa televisiva a circuiti integrati, che è molte volte più sensibile dell'occhio umano e può fornire un'immagine televisiva quasi nell'oscurità.

Il tubo comprende una sezione d'immagine e in una sezione di scansione separate da un mosaico semiconduttore, che è l'elemento critico della supersensibilità del tubo. Il mosaico è un unico foglio di silicio cristallino sul quale sono depositate, con la tecnica della battitoia, molte centinaia di migliaia di giunzioni P-N in un allineamento serrato. Ciascun diodo P-N funziona come un elemento d'immagine di TV. Quando l'immagine ottica di un oggetto scarsamente illuminato viene proiettata sulla superficie del fotocatodo, vengono emessi fotoelettroni. Questi vengono poi accelerati e focalizzati su una piastrina semiconduttrice, dove si svolge il processo di moltiplicazione elettronica (molte migliaia di volte) per creare un'immagine di cariche elettroniche. Questa immagine elettronica viene analizzata da un fascetto di elettroni per la conversione in segnale video di uscita. Tale grande amplificazione interna rende il tubo estremamente sensibile, per cui si può ottenere un'immagine brillante anche con illuminazione pari a un millesimo di quella richiesta da un tubo vidicon convenzionale.

La Toshiba è convinta che questo nuovo tubo da presa al silicio del tipo a moltiplicazione elettronica, con la sua straordinaria sensibilità, troverà larga applicazione in vari campi come l'esplorazione dello spazio e degli oceani, la ricerca scientifica, la radiologia, la diagnosi medica, la sorveglianza notturna e le attività industriali e commerciali.

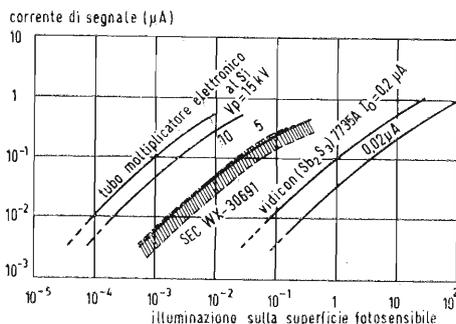



Fig. 2 - Curve caratteristiche di conversione fotoelettrica.

7° Simposio Internazionale di Televisione

La Mostra della televisione, che si svolgerà durante il 7° Simposio Internazionale di Televisione nella primavera del 1971, assume interesse internazionale.

Da quando è stata effettuata per la prima volta, la Mostra della Televisione biennale contemporaneamente al Simposio Internazionale di Televisione a Montreux, si è dimostrata un conveniente luogo di incontri, che gode di crescente popolarità fra i fabbricanti e i potenziali acquirenti di apparecchi televisivi di tutte le parti del mondo. Difficilmente i visitatori potrebbero trovare altrove una così vasta gamma di prodotti specialistici, come quella offerta a Montreux.

I possibili acquirenti avranno maggiore possibilità di fare paragoni a questa mostra, che avrà luogo dal 21 al 27 maggio 1971.

Il numero degli espositori e delle società interessate ai prodotti esposti (società di trasmissione, enti di telecomunicazioni etc.) supera ogni aspettativa. 50 ditte di 13 paesi, fra quelle all'avanguardia della fabbricazione nel campo delle tecniche video, dei trasmettitori etc., presenteranno i loro più recenti prodotti. Fra esse, due ditte giapponesi, una ungherese ed una del Lichtenstein esporranno per la prima volta.

La città di Montreux, che ha organizzato l'avvenimento, ha messo a disposizione della mostra uno spazio più grande al piano terreno del Casino, per soddisfare la maggiore richiesta di espositori.

La Philips, la Deutsche Fernsch Gmb H e la Thonson-Houston saranno installate nei padiglioni della mostra al piano terra per la prima volta.

● ● ●

NUOVA RAGIONE SOCIALE

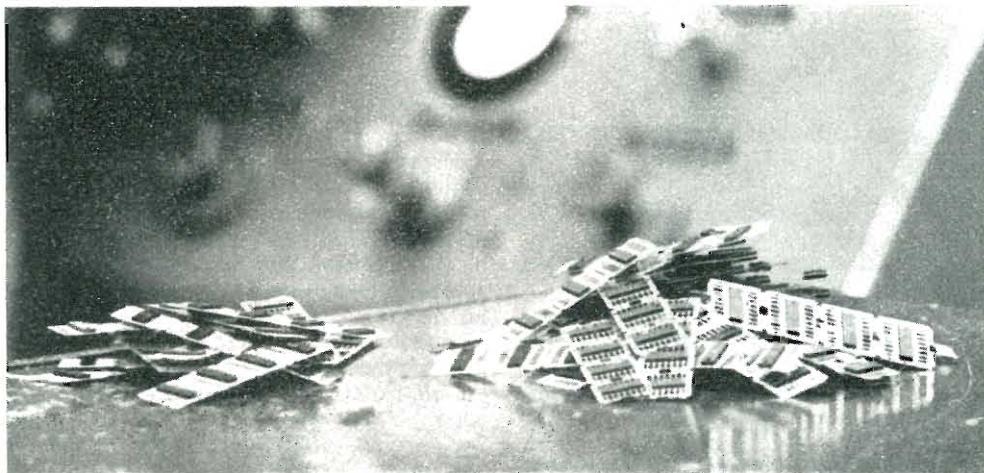
L'assemblea straordinaria degli azionisti della Honeywell Inc., svoltasi a Wilmington (Delaware - U.S.A.), ha ratificato la fusione che era stata annunciata il 20 Maggio scorso tra il Computer Comunications Group della Honeywell ed il Settore Elaboratori Elettronici della General Electric.

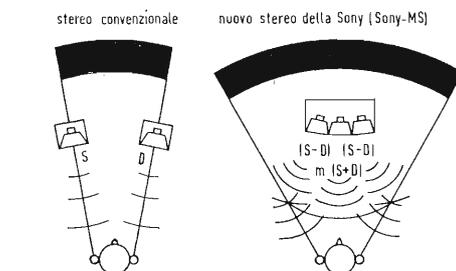
Il nuovo gruppo internazionale risultante dalla fusione, denominato Honeywell Information System Inc., riunirà: le attività di ricerca, progettazione, fabbricazione, vendita e assistenza già svolte nel setto-

re degli elaboratori elettronici dalla Honeywell e dalla General Electric in tutto il mondo.
In particolare in Italia le attività precedentemente svolte dalla Honeywell S.p.a. nel campo degli elaboratori elettronici verranno integrate nelle esistenti strutture della General Electric Information Systems Italia; di conseguenza, in data 7 ottobre 1970, l'Assemblea straordinaria degli azionisti della nostra Società, sotto la presidenza dell'Amb. Attilio Cattani, ha deliberato la nuova ragione sociale come segue:
HONEYWELL INFORMATION SYSTEMS ITALIA S.p.a.
confermando i quadri direttivi e le strutture organizzative preesistenti.

Stesso tempo, stessa macchina; due volte più circuiti integrati

La nuova resina da stampaggio 308 Dow Corning, incapsulante al silicone a ciclo rapido, permette la produzione di più di due volte di circuiti integrati o dispositivi distinti nello stesso tempo impiegato dall'incapsulante disponibile precedentemente.

Nuova resina siliconica da stampaggio da incapsulamento per transfer ad elevata velocità.
Dow Corning Int'l Ltd., 25, rue de la Loi, B-1040 Bruxelles, Belgio.

Nuovo sistema di riproduzione stereo

La Sony Corp. ha eleaborato un nuovo metodo di riproduzione stereo che chiama Sony-MS (Metrix Sound). Contrariamente al normale metodo di separare il suono all'inizio, il nuovo metodo compie questa separazione all'uscita. Tentativi di questo genere sono già stati fatti in passato, ma lo sviluppo completo è stato fatto ora dalla Sony Corp. per la prima volta.
Il sistema è stato commercializzato nella seconda metà di quest'anno.
La generazione con un impianto ad altoparlante singolo di suono uguale o superiore a quello prodotto da due o più altoparlanti è stato oggetto di seri studi negli ambienti fabbricanti di apparati audio, poichè esso comprende anche problemi di miniaturizzazione, trasportabilità e costo. Per realizzare un mezzo che conducesse a questo fine, si sono studiati metodi di sintetizzare il suono all'uscita per ottenere un effetto stereo. Ciò si è rivelato estremamente difficile perchè comporta sintesi di fasi e di spazio acustico. La Sony ha superato brillantemente queste difficoltà con il nuovo sistema. In questo sistema, gli elementi sonori connessi ai canali sinistro e destro vengono generati in una direzione frontale, mentre quegli elementi del suono, che rappresentano differenze fra i canali sinistro e destro vengono prodotti in direzioni laterali. Questi elementi vengono poi sintetizzati nello spazio acustico per ottenere l'effetto stereofonico.
Nei sistemi stereo convenzionali, come la MF stereofonica, per esempio, la sorgente sonora contiene elementi comuni a entrambi i canali (S+D) ed elementi particolari per ciascun canale (S-D). Questi elementi vengono sintetizzati e si elabora la riproduzione stereo prima che il suono entri nell'altoparlante.
Nel nuovo sistema elaborato dalla Sony, la sintesi finale si ottiene dopo che gli elementi sonori emergono dall'altoparlante. Meccanicamente parlando, gli altoparlanti sinistro e destro sono disposti vicini tra loro in un unico contenitore per originare interdipendenze, ma sono alimentati separatamente distribuendo segnali speciali. Con questo metodo, si dà direzionalità alla radiazione sonora con un unico diffusore, ottenendosi però la prorogazione del suono del canale sinistro verso sinistra, e quella del suono del canale destro verso destra e il suono del canale centrale in direzione frontale.
I dispositivi Sony MS stereo offrono un vasto campo di applicazioni, poichè la sorgente sonora rimane la stessa usata per le unità stereo convenzionali, il che significa che si possono usare con questo nuovo sistema le radiotrasmissioni MF stereo, i dischi e i nastri stereo del commercio.

COMITATO ELETTROTECNICO ITALIANO (CEI)

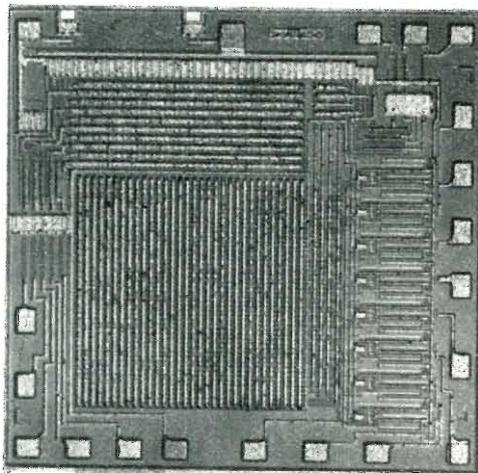
Contrassegno di rispondenza alle norme per i prodotti elettrotecnici

Il Comitato Elettrotecnico Italiano che ha iniziato la sua attività fin dal 1909 e dall'11 luglio 1967 è stato riconosciuto in Ente Morale, quale Associazione senza scopo di lucro, ha come compito principale di stabilire:
a) i requisiti che devono avere i materiali, le macchine, le apparecchiature, gli impianti elettrici perché essi rispondano alla Regola della buona elettrotecnica ed in particolare la loro sicurezza rispetto

agli utilizzatori;
b) i criteri coi quali i suddetti requisiti debbono essere controllati.
L'attività del CEI si attua con la pubblicazione di apposite norme relative alle varie apparecchiature e agli impianti preparate da commissioni di studio specializzate; tali norme, che hanno il valore riconosciuto per legge come regola d'arte, sono largamente seguite in Italia dalle pubbliche amministrazioni, da privati, costruttori e utilizzatori.
In data 11 novembre 1969 è stato concesso al CEI il brevetto per la tutela del proprio contrassegno. Tale contrassegno non essendo finora coperto da brevetto poteva essere liberamente applicato da chiunque in Italia a contraddistinguere apparecchiature che avrebbero dovute essere conformi alle norme emanate dal CEI.
A seguito della concessione del brevetto a partire dal 1 luglio 1971, potranno fare uso di tale contrassegno soltanto i soci del CEI che ne abbiano fatto richiesta ed ottenuto la relativa autorizzazione in base alle disposizioni contenute nel « Regolamento per l'uso del contrassegno ».
Il « Regolamento » richiede che i soci del CEI si assumano la responsabilità della rispondenza alle norme di tutti i propri apparecchi o materiali sui quali sia stato da loro apposto il contrassegno CEI ,
Per l'uso del contrassegno è richiesto soltanto la quota associativa ed un modesto importo per la richiesta di autorizzazione.
Il testo del regolamento può essere ottenuto a richiesta presso il Comitato Elettrotecnico Italiano (CEI), Via San Paolo, 10 - Milano ».
Come è noto, per garantire al grande pubblico impreparato la massima sicurezza possibile è stato da tempo creato « l'Istituto Italiano del Marchio di Qualità », il quale ha lo scopo di accertare la conformità alle norme CEI mediante verifiche di laboratorio dei prodotti di grande serie destinati all'uso domestico o similare. Per i prodotti sottoposti al regime del Marchio di Qualità non è ammesso l'uso del contrassegno CEI.

● ● ●

M 200 - MEMORIA 1024 BIT MOS STATICA PER SOLA LETTURA

La S.G.S., Società Generale Semiconduttori ha aumentato la propria gamma di circuiti integrati MOS con l'introduzione di questa memoria 1024 Bit MOS statica per sola lettura.
Come è stato fatto per il dispositivo recentemente annunciato, tipo T 154 ROM bipolare 256 Bit, questo nuovo dispositivo MOS può essere facilmente programmato durante la fase di produzione in accordo al contenuto della memoria richiesta dal cliente.
Come tutti i dispositivi MOS S.G.S., introdotti finora, l'M 200 è stato progettato secondo il processo MOS a canale P. Questo dispositivo è organizzato per memorizzare un massimo di 128 parole, ciascuna composta di 8 Bit. Esso troverà applicazioni come programma di « subroutine », convertitore di codice e generatore di sequenza. E' anche indicato per

sintesi di logiche casuali, micro programmi e generazione di caratteri.
Le principali caratteristiche dell'M 200 sono la protezione delle porte di ingresso, contro perforazioni dovute alle cariche elettrostatiche e « separatore » in uscita tale da permettere una completa compatibilità con la famiglia CCSL (TTL-DTL-LPDTL). Il dispositivo dispone anche di uscita per la connessione « wired-or » e di entrata per la selezione del chip (CS), in modo che possano essere collegati diversi M 200 e aumentare così il numero delle parole o il numero di Bit per parola.
Il tempo di accesso per ogni dispositivo è tipicamente di 2,5 microsecondi.
La programmazione individuale dell'M 200, in accordo alle richieste di ciascun cliente, è realizzata sostituendo la maschera del contatto di porta durante la fase di diffusione del wafer.
Questa maschera deriva dalle schede perforate fornite dal cliente che vengono utilizzate per programmare il calcolatore UNIVAC 1106 dei Laboratori di Sviluppo dell'R&D in modo da ottenere due nastri perforati e una tavola della verità stampata. Quest'ultima viene ritornata al cliente per un controllo finale.
Uno dei nastri viene poi impiegato per generare la maschera nella macchina di fotocomposizione della S.G.S., mentre l'altro nastro viene impiegato per effettuare delle misure. Supponendo che il tempo impiegato dal cliente per il controllo della tavola della verità sia nullo, i campioni del dispositivo saranno forniti entro tre mesi dalla data di ricevimento delle schede perforate.
L'M 200 viene fornito in un contenitore DIP a 24 piedini per una gamma di temperatura da 0 a 70 °C.
Per quei clienti che usano effettuare prove sul nostro tipo di memoria prima di commissionare il contenuto definitivo, la S.G.S. offre la versione standard chiamata M 200 M1A nella quale le letture da A a 0 sono contenute in un formato da 5 x 7.

● ● ●

LIBRI RICEVUTI

Dizionario di ingegneria - III - CI-DA; UTET

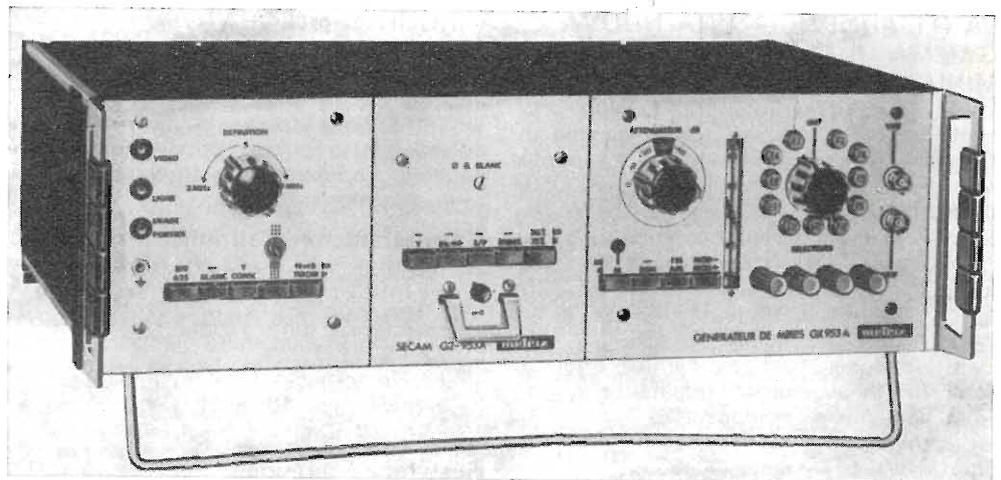
E' uscito il Volume III del Dizionario di Ingegneria edito dalla UTET, fondato dal Prof. E. Perrucca. Questa 2ª edizione rinnovata ed accresciuta è stata diretta dal Prof. Ing. F. Filippi.
In una pagina « per la consultazione » si espongono i criteri dominanti adottati per la elencazione delle voci e si può affermare che si sono così raggiunti gli obiettivi di facilità di recupero (anche in campi multipli dell'ingegneria di una voce dai vari significati), di chiarezza di spiegazione e di concisione del testo. In particolare, il sistema metrologico adottato è tale da togliere qualsiasi ambiguità sulle unità di misura, sacrificando talvolta precisazioni inutili agli effetti dell'uso pratico nella tecnica quotidiana (ad es. non s'è volutamente fatta distinzione fra il kg peso e il kg massa).
In questo volume III cadono alcune voci di particolare interesse per gli elettronici ed elettrotecnici, basti citarne una: circuito.
982 pagine, 1938 illustrazioni, 5 tavole fuori testo, L. 30.000.

UNA NUOVA SERIE ITT DI CONDENSATORI ELETTROLITICI IN ALLUMINIO PER CIRCUITI STAMPATI

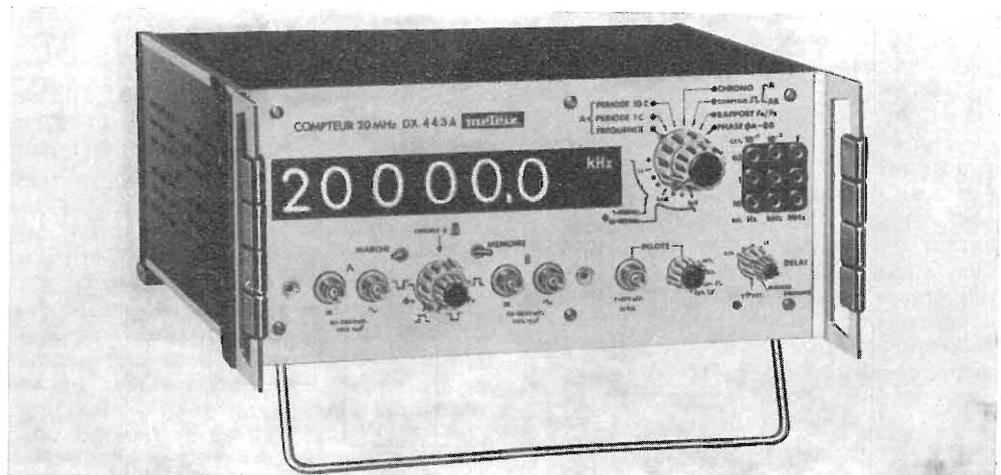
La ITT Components Group Europe ha messo a punto una nuova serie di condensatori elettrolitici per circuiti stampati.
Questi condensatori tipo EN 12,35, che coprono gamme di tensione da 6,3 V a 50 V e di capacità da 0,47 µF a 1000 µF, presentano un alto grado di affidamento meccanico ed elettronico e sono particolarmente indicati per applicazioni «consumer» e in apparechiature di misurazione e controllo.
Racchiusi in moderni contenitori gli EN 12,35 sono protetti con guaine isolanti che, con la soluzione a terminali per circuiti stampati, assicurano sulla piastrina un montaggio verticale.
I reofori sono saldati e l'identificazione della polarità viene data dalla lunghezza del reoforo e dalla marcatura sul contenitore.
La gamma di temperatura va da —20° a + 85°.

● ● ●

GENERATORE UNIVERSALE GX 953 ITT METRIX

La ITT Metrix presenta alla B.I.A.S. il generatore universale GX 953.
Realizzato per applicazioni nel campo della TV a colori, dove può venire impiegato per tutti gli standard di televisore, questo strumento è interamente a circuiti integrati con frequenza a quarzo ed è equipaggiato di due cassetti per NTSC-PAL e Secam.
Il segnale video fornisce un reticolo di convergenza con indicazione del centro dell'immagine (brevetto Metrix) con scelta di barre bianche, nere o di punti bianchi e neri e un'immagine completa con una scala lineare dei grigi, 8 quadrati bianchi e neri (trascinamento), una frequenza verticale da tre a nove MHz pilotata dal comando di definizione e 8 colori normalizzati.
Tutte le frequenze portanti in VHF sono a quarzo e si possono selezionare fino a 4 canali in UHF.
Le uscite video VHF e UHF sono separate.

IL FREQUENZIMETRO DX 443

La ITT Metrix presenta alla B.I.A.S. il frequenzimetro DX 443 - 20 MHz e 120 MHz.
Eccezionale il numero di funzioni che può svolgere questo strumento:
— contatore di frequenza
— contatore di periodi
— cronometro ad una e due vie
— contatore di impulsi
— misuratore di rapporto di frequenze
— misuratore d'intervallo tra impulsi
— fasometro con diretta in gradi e con precisione di 0,1 gradi

L'impedenza d'ingresso permette l'impiego di normali sonde di oscilloscopio.
Ogni ingresso dispone di due prese BNC ad una delle quali si può applicare un terminale per adattare esattamente l'impedenza d'ingresso a quella del generatore d'impulsi.

LA ITT ANNUNCIA UNA NUOVA GAMMA DI RESISTENZE MINIATURIZZATE A CARBONE

La ITT Components Group Europe presenta all'XI B.I.A.S. una nuova gamma di resistenze a carbone. I tipi messi a punto recentemente sono le RCO25, RCO50, disponibili in 1/2 W, 1/4 W e 1/8 W (fino a 70° di temperatura ambiente).
I valori delle resistenze variano da 2,2Ω a 4,7 MΩ per la serie da 1/2 W, da 2,2Ω a 1,0 MΩ per la serie da 1/4 W e da 2,2 a 470kΩ per quella da 1/8 W.
Caratteristiche particolarmente interessanti di queste nuove resistenze sono:
l'alta capacità di sovraccarico
le eccellenti caratteristiche in alta frequenza
un completo isolamento.
Le resistenze sono disponibili con tolleranza di ± 5%, ± 10% e ± 20%.

NUOVI CONDENSATORI ITT IN POLISTIRENE

Una nuova gamma di condensatori in polistirene, tipo KS 17, è presentata dalla ITT all'XI B.I.A.S.
La saldatura dei reofori al nucleo del condensatore comporta caratteristiche particolarmente interessanti quali: connessioni molto sicure, anche con livelli di tensione molto bassi, bassa attenuazione e bassa induttanza.
Ulteriori vantaggi sono rappresentati da un coefficiente di temperatura uniforme sull'intera gamma di capacità e un basso fattore di dissipazione anche con alte frequenze.
L'alta qualità di questi condensatori li rende particolarmente indicati per l'impiego nei circuiti generatori di frequenza e nei filtri.
Tutti i condensatori KS 17 hanno una lunghezza di 12,5 mm. Le altre dimensioni sono state scelte in maniera da consentire una disposizione compatta sui circuiti stampati con passo standard.
Inoltre, per facilitare l'inserimento nei circuiti stampati, i reofori dei condensatori più grandi hanno le estremità appuntite.
I condensatori KS 17 sono disponibili nella gamma da 350 a 24.000 pF per tensioni nominali di 63 e 160 V. I valori di capacità sono inquadrati secondo le serie E 192. A richiesta possono essere forniti con tolleranze ± 1%, ± 2,5% e ± 5%.

CIRCUITO INTEGRATO MONOLITICO TAA 550

Il circuito TAA550 è uno stabilizzatore di tensione integrato, adatto in modo particolare per la polarizzazione dei diodi a capacità variabile nei sintonizzatori TV e radio a sintonia elettronica.

Caratteristiche elettriche tipiche

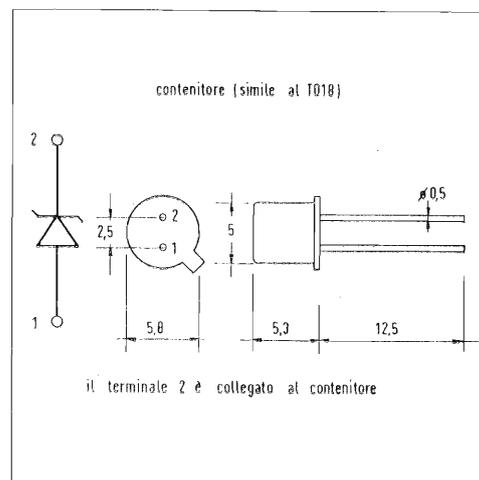
— tensione stabilizzata (I_z=5mA) 33 (31 ÷ 35) V
— resistenza differenziale (I_z=5mA) 12 (≤25) Ω
— deriva termica della tensione stabilizzata (T_A = 10 ÷ 50 °C) -3,1...+1,5 mV/ °C

Resistenza termica

— giunzione-ambiente R_{thj-a} ≤400°C/W
— giunzione-contenitore R_{thj-c} ≤150°C/W

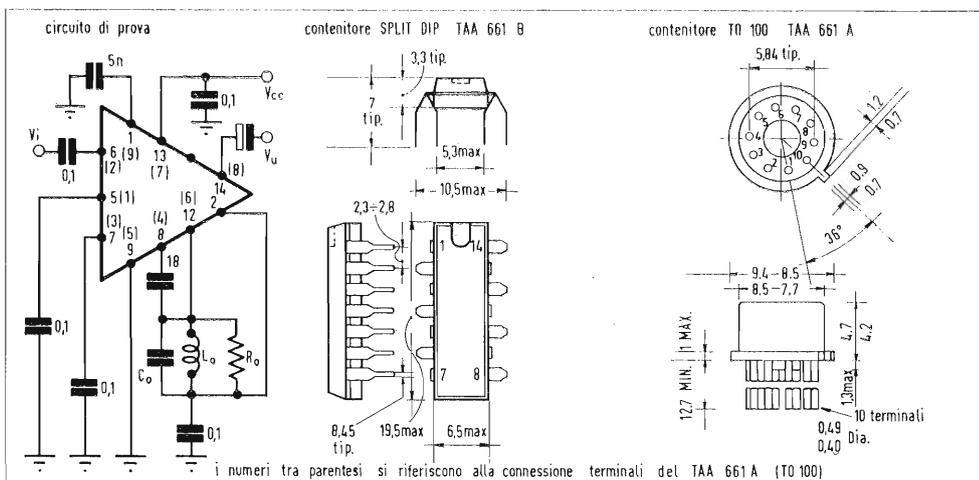
CIRCUITO INTEGRATO MONOLITICO TAA 661

Amplificatore - Demodulatore FM

Il circuito integrato TAA661 comprende un amplificatore-limitatore, un demodulatore FM a coincidenza simmetrico ed uno stabilizzatore di tensione interno che rende il circuito perfettamente funzionante entro un ampio intervallo di tensione di alimentazione.
Il TAA661 può essere impiegato vantaggiosamente per l'amplificazione e demodulazione di segnali modulati in frequenza, in particolare nella sezione FI-suono dei ricevitori televisivi.

Caratteristiche elettriche principali

— Elevata stabilità
— Tensione di limitazione (5,5MHz) 50μV
— Reiezione AM (Δf=±50kHz; m=0,3) 50dB
— Tensione audio d'uscita (Δf=±50kHz) 1,4V_{eff}

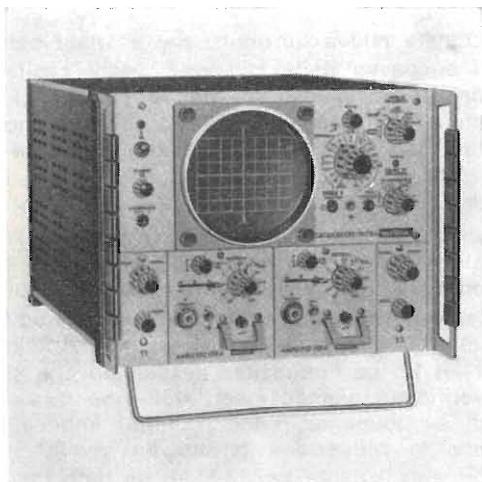
Il TAA661 è fornito sia in contenitore SPLIT DIP plastico (TAA661B) sia in contenitore TO100 metallico a 10 passaggi.

NB. Il circuito integrato TAA661 con le medesime caratteristiche elettriche, è fornibile anche in contenitore plastico con zoccolatura e connessione terminali intercambiabili con i tipi ULN2111A e TAA930A.

OSCILLOSCOPIO OX715A DELLA ITT METRIX

Dalla ITT Metrix viene presentato al B.I.A.S. il nuovo oscilloscopio - doppio cannone - tipo OX715A. Caratteristiche particolari di questo strumento di impiego generale sono: stabilità automatica, grande luminosità della traccia, cassetti intercambiabili, banda passante 20 MHz e 15 MHz con cassetti differenziali.

Può essere montato su rack senza alcun cambiamento.

L'oscilloscopio OX715A della ITT Metrix viene impiegato particolarmente nelle tecniche impulsive, nei circuiti di televisione a colori, nelle telecomunicazioni ed in generale in molti altri campi di attività industriali.

● ● ●

NUOVO COMMUTATORE MINIATURIZZATO CON ALTO RAPPORTO POTENZA\DIMENSIONE

Un nuovo commutatore miniaturizzato ITT con un diametro di soli 17 mm capace di commutare 25VA/10W con una tensione massima di 300V c.a.

La profondità è di soli 18 mm. Si possono avere 12 contatti suddivisibili da 1 a 6 poli.

L'uso di ceramiche e di un rotore del tipo telefonico assicurano una lunga durata e massime prestazioni anche a frequenza molto elevata.

NUOVO COMMUTATORE PER CIRCUITI STAMPATI

Il commutatore ITT 1540 è stato progettato per essere applicato direttamente sui circuiti stampati o per la connessione tramite connettori multipli.

Il commutatore è costituito da un circuito stampato e si ha la possibilità di avere scatti da 15 a 30°. Si possono avere sino a 8 scatti.

La portata dei contatti è di 6VA/6W, tensione massima commutabile 60V; alla massima portata la vita è di almeno 20.000 operazioni.

● ● ●

NUOVO RELE' A DUE SCAMBI PER CIRCUITI STAMPATI

La ITT ha aggiunto alla sua famiglia di relé PZ per circuiti stampati una nuova versione a due scambi, tipo PZ2.

Le dimensioni di questo relé miniaturizzato sono ridotte a 29 x 16 x 14 mm. Le connessioni vengono eseguite direttamente con la saldatura sul circuito stampato.

I contatti dei due deviatori sono del tipo biforcuto in lega di argento-palladium o argento-oro ,a scelta. La massima potenza per contatto è di 30VA (1A max. e 100 V in cc. oppure c.a.)

L'alimentazione del relé è solo per corrente continua.

● ● ●

LA ITT METRIX ANNUNCIA UN NUOVO ANALIZZATORE DI CIRCUITI INTEGRATI LOGICI TX 905

Tale strumento permette di controllare tutte le funzioni logiche dei circuiti integrati sia in manuale che in automatico.

La particolarità di tale strumento risiede nella possibilità di controllo di schede con un grandissimo numero di uscite.

Ogni strumento ha una possibilità di 13 ingressi oppure di 13 uscite ed è previsto per essere connesso in serie ad altri strumenti in modo da ottenere il numero degli ingressi ed uscite desiderate.

Il TX 905 è già disponibile sul mercato.

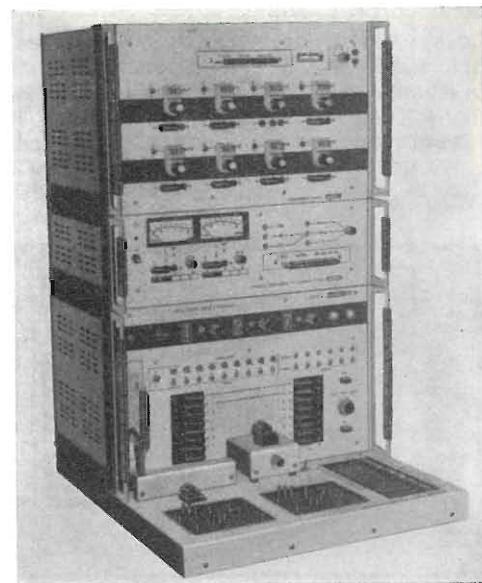
● ● ●

ANALIZZATORE DI CIRCUITI INTEGRATI METRIX TX935

La ITT Metrix espone alla B.I.A.S. di Milano un'analizzatore di circuiti integrati logici manuale ed automatico adatto per tutti i tipi di circuiti integrati compresi i MOS.

Questo strumento, che è dotato di caratteristiche eccezionali per la sua grande versatilità e precisione, effettua tutte le prove di carattere logico ed analogico e le vere misure di corrente di ingresso e di uscita.

La sua caratteristica essenziale è la possibilità da parte dell'utilizzatore di intervenire a tutti gli stadi delle misure per controllare il funzionamento del campione, la corrispondenza esatta dei dati di prova, la causa del rifiuto e la natura del guasto del circuito in esame. Inoltre l'utilizzatore può intervenire rapidamente per cambiare i dati di prova e, senza difficoltà, cambiare i cassetti di programmazione automatica.

Una serie di accessori ne estende le possibilità di misura allo studio dei circuiti integrati in laboratorio. L'accessorio T4935A, ad esempio, è un multisferatore, per diversi segnali d'orologio, utilizzato nella tecnica MOS.

Apparecchi con esplorazione elettronica per il controllo di una larghezza costante

Sono stati presentati sul mercato due apparecchi per il controllo dimensionale di tipo normale, coprenti l'ampia gamma da 1 mm. a 3 m. e anche larghezze superiori, purché siano provvisti di conduttori con lunghezze supplementari. Questi due strumenti dovrebbero soddisfare le esigenze dei fabbricanti di lamiere e nastri metallici, per i quali è essenziale che quanto prodotto presenti delle larghezze accurate. I costruttori sono in grado di fornire dei modelli rispondenti a richieste particolari.

L'illustrazione mostra l'unità di comando del modello WCM 21, controllante periodicamente e in maniera automatica le larghezze dei materiali, mediante il trattamento dell'uscita di due dispositivi di lettura per bordi. Ognuno dei detti dispositivi comprende un raggruppamento di 50 fotodiodi di silicio ed offre una lettura numerica di 50 unità. La velocità delle letture è di una lettura al secondo per la messa a punto dello strumento e di dieci letture al secondo durante i cicli di produzione.

Può essere fornita facoltativamente una uscita analogica azionante un registratore a penna, oppure formante la base di un sistema a ciclo chiuso per un controllo continuo della larghezza.

Lo strumento non indica la larghezza assoluta, tuttavia, al fine di una maggiore versatilità, è calibrato per ogni applicazione. Esso è in grado di essere adoperato in relazione a materiali con larghezze tra i 10 mm. e i 3 m. senza l'uso di conduttori a prolungamento.

Grosso modo lo strumento normale consiste in una scatola comandi (illustrata) e in due teste per lettura su bordi, ognuna contenuta in un'incastellatura ad U, incorporante allo stesso tempo la fonte luminosa. Le teste sono collegate alla scatola comandi mediante conduttori mobili della lunghezza di 2 m. La ditta costruttrice offre la scelta di tre teste diverse per lettura. Di queste, i modelli D, E ed F consentono una gamma di misurazione dei bordi rispettivamente di 10, 50 e 250 mm. Le teste tollerano un'ampia varietà di cambiamenti nell'intensità luminosa, senza che essi influiscano in alcun modo sulla loro accuratezza; la loro risoluzione rispetto ai bordi corrisponderebbe all'1% della gamma di misurazione di essi.

Sono incorporati degli interruttori selettori prestabilenti le deviazioni in senso superiore od inferiore dalle larghezze normali; così pure, si trova incorporato un dispositivo a scatto automatico azionante una lampadina di allarme e un segnale di controllo quando vengono superati i limiti prestabiliti.

Il modello WCM 11 è raccomandato per il controllo automatico continuo di nastri sottili e di fili metallici sufficientemente fini da consentire che i loro due bordi siano illuminati da un'unica lampadina. Questo strumento contiene un unico diodo di silicio per letture su bordi ed ha un'uscita analogica. Similmente al WCM 21, il modello più piccolo indica le deviazioni da una larghezza prestabilita ed è calibrato per ciascuna applicazione.

Il modello normale WCM 11 comprende una scatola comandi collegata mediante conduttore mobile alla testa per lettura formante un'unità combinata con la fonte luminosa. La ditta offre tre teste per letture. I modelli A, B e C controllano larghezze giungenti rispettivamente ad 1,5 o 25 mm. La loro gamma di deviazione sarebbe del +/− 25% della lunghezza nominale; la loro accuratezza corrisponde al +/− 3% della gamma di larghezze. I limiti di larghezza possono essere stabiliti dal +/− 5% della gamma di larghezze.

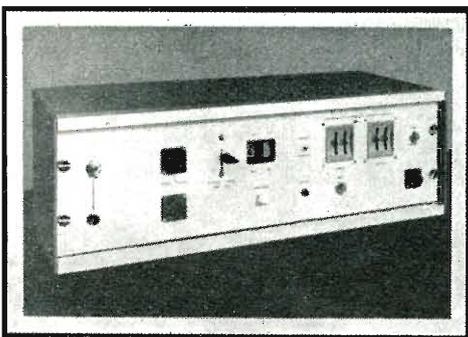
I modelli sia WCM 21 che WCM 11 richiedono una corrente alternata da 100-200-250 V, a 50-60 hertz.

Durante la missione Apollo 14 elaboratori elettronici a guardia delle pile

Le pile a combustibile, che hanno drammaticamente interrotto con la loro esplosione il precedente volo lunare, saranno costantemente tenute sotto controllo dai calcolatori IBM del Centro di Houston durante la missione Apollo 14. Se la pressione nel serbatoio dell'ossigeno o la carica delle pile superassero infatti i valori critici, gli elaboratori provvederanno a inviare un segnale d'allarme nell'auricolare del direttore di volo, che potrà quindi riconoscere immediatamente la situazione di emergenza tra le decine di migliaia di informazioni che giungono a terra ogni secondo.

Questa nuova funzione, che è vitale per il successo della missione, verrà svolta da un complesso di cinque potenti Sistemi/360 IBM Modello 75, che trattano tutte le informazioni provenienti dall'Apollo 14 e le inviano ai 500 schermi video dei controllori di volo.

Un altro importante compito adatto agli elaboratori del Centro di Houston è il controllo del consumo di carburante, che tante preoccupazioni aveva procurato agli astronauti durante gli allunaggi di Apollo 11 e 12. Le fluttuazioni del liquido che si verificano quando i serbatoi sono in via di svuotamento rendono infatti impossibile la rilevazione diretta del livello e privano il pilota del LEM di un dato fondamentale per la buona riuscita e per la sicurezza della manovra. Il calcolatore, registrando esattamente il consumo e paragonandolo ad ogni istante alla capacità totale dei serbatoi, indicherà invece al pilota, momento per momento, la quantità di carburante ancora disponibile.

Per la gestione di tutti questi dati, è stato scritto un gigantesco programma, cioè una serie di istruzioni in codice memorizzate dagli elaboratori, che consente di eseguire tutte le operazioni logiche e matematiche necessarie al controllo della missione. Questo programma è sicuramente uno dei più voluminosi e complessi fra quanti ne siano stati mai compilati: con 7 milioni di caratteri, esso ha una lunghezza maggiore di quella della Bibbia.

A colloquio coi lettori

a cura di A. Nicolich

Sig. Livio Job (Trento)

La Larir International S.p.A. con sede in Milano, viale Premuda, 38/a, ha pubblicato un listino (Autunno 1970) contenente in Offerta Speciale materiale elettronico a prezzi sottocosto per il periodico rinnovo del magazzino.
Tra il predetto materiale è compreso un sistema di altoparlanti a 3 vie della Jensen, costituito dai seguenti componenti (KT133/3 vie - II Serie)*: Woofer C12-NF da 30 cm.; mid-range P8-UM da 20 cm.; tweeter RP-1038; filtro crossover a 3 vie A-645; controllo di bilanciamento ST-946; tubo di accordo cm. 5,1 x 22,2, il tutto che viene offerto al prezzo unitario di L. 49.000.*
Poichè sono interessato alla scatola di montaggio testè descritta che dovrà servire per la costruzione di due casse acustiche Bass-Surflex delle dimensioni esterne minime di cm. 63 x 35 x 25 da collegare a un impianto stereofonico, gradirei informazioni circa la qualità dei componenti sopra elencati, se trattasi di modelli superati, se con i mobili sopra indicati si ottiene un suono « inscatolato », tipico cioè dei Bass-reflex, e infine che differenza passa tra il mobile Bass-reflex e il Bass-Superflex o Surflex.

I prodotti Jensen sono di altissima qualità, anche se di costruzione non recentissima. Il complesso KT 33 figura al prezzo di 80 $ (pari a circa L. 80.000) nel catalogo 165-C Jensen e successivamente nel catalogo Larir a pag. 80 al prezzo di L. 90.000.
Il materiale è raccomandabilissimo anche se costruito da qualche anno; l'unica preoccupazione è che esso possa essersi deteriorato. Le consigliamo quindi di esaminare lo stato di conservazione degli altoparlanti e di richiedere una prova pratica del loro funzionamento (ma ciò è spesso assai problematico).
Non sappiamo esattamente che cosa Ella intenda per « suono inscatolato » ma è certo che la qualità ottenibile con i contenitori Bass-superflex è analoga a quella ottenibile con i contenitori Bass-reflex.
I mobili superflex o surflex sono provvisti di un condotto tubolare connesso ad una apertura circolare e non presentano la caratteristica finestra del bass-reflex, al quale conferisce la « doppia punta » di risonanza fittizia.
La doppia punta, se non opportunamente attenuata ed equilibrata, può risultare fastidiosa; ciò non avviene nel bass-superflex.

Sig. P. Viappiani - La Spezia

Prima di montare definitivamente i due « UC 153 » nelle relative casse acustiche, desidero dissipare alcuni nuovi dubbi.
1): Notando una irregolarità di distribuzione del mastice originale sul bordo del cono dei 2 altoparlanti, ho ammorbidito il bordo dei coni mediante il « Radio Service Solvent » (G.C. 31/2), da Voi consigliatomi, togliendo poi, con estrema cautela, il mastice in eccesso.
Ho poi applicato, sul bordo dei coni, nei punti in cui si rendeva più necessario, uno strato di « Radio TV Service Cement » (G.C. 30/2), diluito con il « Cement Thinner » (G.C. 28/2), uniformando così il sottile strato di mastice già presente.
2): In uno dei 2 altoparlanti ho notato che il feltrino posto quasi al vertice del cono, attraversato nel centro dal condotto della tromba del tweeter, risultava dal cono stesso in alcuni punti scollato, per cui, nelle zone interessate, ho applicato del « Radio Service Cement ».
Purtroppo, però, non mi è stato possibile applicare detto mastice in strato molto sottile, per cui esso ha formato come un piccolissimo cumulo.
Inoltre, con il pennellino, ho inavvertitamente sporcato di mastice in un unico punto, il cono del mid range.
3): L'ultimo dubbio, che è quello che mi assilla maggiormente, nasce da una constatazione fatta durante i lavori di cui sopra.
Infatti, nel premere con entrambe le mani su due punti diametralmente opposti dei coni dei miei UC 153, per verificare l'elasticità delle sospensioni, mi sono reso conto che uno dei due altoparlanti è più « duro », cioè presenta maggior resistenza allo spostamento, per cui è necessario « spingere » con maggiore forza. Posso però garantire che, sull'altoparlante interessato al fenomeno, durante la sollecitazione del cono, non si ode alcun rumore di parti meccaniche strusciantesi od in attrito tra di loro, a meno che non si operi la detta sollecitazione soltanto

A COLLOQUIO COI LETTORI

in un punto, caso nel quale si ode un leggero rumore come di parti in sfregamento.
Il fenomeno non avviene nell'altro esemplare, il cui cono si muove silenziosamente anche se sollecitato in un solo punto.

Anzitutto, stia tranquillo: i suoi A.P. non hanno subito alcun danno dalle Sue manipolazioni.
1): Lo sconfinamento di pochi mm in qualche punto del cono vicino al bordo con il mastice non può alterare l'elasticità, né compromettere la libertà del movimento. L'aver uniformato la distribuzione del mastice si risolve in un vantaggio.
2): Il « grumo » vicino al feltrino dove il cono è stretto non incide sull'equilibratura statica e dinamica del cono stesso. Penso che si tratti di una quantità di mastice abbastanza piccola per risultare del tutto trascurabile rispetto alla massa del cono grande (gamma centrale). Lo stesso vale per la leggera pennellata.
Anche in questo caso, l'aver reso uniforme l'incollatura del feltrino non può che risolversi in una miglioria.
3): La differente « durezza » dei due A.P. dipende dalla diversa elasticità della sospensione dei coni. Entrano in gioco molte variabili in sede di fabbricazione e montaggio, per cui è ben difficile trovare due altoparlanti assolutamente identici. La sollecitazione eccentrica è un caso che non può mai verificarsi in funzionamento normale ed è quindi una prova da non fare; essa serve però a confermare che « se si fanno le pulci » a qualunque prodotto, si finisce per scoprire qualche lievissimo neo, che però non incide minimamente sulle prestazioni del manufatto stesso. Monti, non occorre raccomandarle « con cura », gli A.P. nei contenitori e stia sicuro che se si verificasse qualche deficienza nella riproduzione, non sarebbe da imputare agli altoparlanti.

● ● ●

Sig. C. Berti (Napoli)

Nel numero 8 (agosto) corrente anno, a pag. 324 in risposta 1.015 di Zasso Celeste della rubrica « Colloqui coi lettori » sono dati i numeri dei trasmettitori T.V. dei monoscopi. In capo si legge che Monte Vergine (Napoli) ha la numerazione 12. Per la posizione che occupo ricevo solo tale trasmettitore sia VHF che UHF ed il numero portato dai due monoscopi che ricevo portano invece il n. 8 che sarebbe di Monte Mario - Roma. Vi sarei grato chiarirmi il problema.

Nessun errore da parte nostra nella pubblicazione dei numeri dei monoscopi. Se Ella riceve il N. 8 è perchè il programma viene da Roma, il cui numero di monoscopio è appunto 8.
I programmi televisivi italiani vengono generati nelle tre sedi di Milano, Torino e Roma, quindi smistati ai vari trasmettitori. Il monoscopio ricevuto in qualsiasi località reca il numero dello studio da cui proviene il programma; se ad es. una trasmissione fatta a Milano, viene inviata a Roma è ivi reirradiata, i Romani ricevono il monoscopio N. 1 di Milano.
L'assegnazione di un numero ad ogni trasmettitore ha per ora scarso valore. Se in futuro un programma fosse generato a M.te Vergine, il monoscopio corrispondente avrebbe il N. 12.

● ● ●

Sig. G. Fariselli (Ravenna)

Possiedo un buon amplificatore stereo con stadi finali di EL84 in controfase, su trasformatore di uscita Trusound tipo H243. Alle prese 8 ohm di ogni secondario dei trasformatori di uscita, tramite filtro di incrocio ho collocato un altoparlante Philips tipo AD 5200 per le note basse e per le note alte, due altoparlanti GBC tipo H80/TW - 4,6 ohm in serie fra loro.
Ho fatto costruire due casse Bass-Reflex come da schizzo allegato e ben imbottito con lana di vetro.
Sono certo che i regolatori di tono dell'amplificatore funzionano egregiamente, ma nonostante ciò non riesco ad ottenere una brillante riproduzione delle note alte; anche per le note basse, mi aspettavo qualche cosa di meglio.
Potreste indicarmi un'altra coppia di tweeter con migliore resa ed opportuna impedenza, acquistabile ad un prezzo sia pure più alto di quelli in mio possesso ma sempre entro limiti ragionevoli considerando che me ne serviranno quattro? Per accopiarli all'altoparlante Philips AD 5200 desiderei anche lo schema di un nuovo crossover a due vie.
Per migliorare le note basse, quali modifiche potrei apportare ai due mobili acustici già costruiti?

Il tipo di tweeter più adatto al suo caso è il mod. 3000-B Altec, 20 W, 8Ω, risposta da 3000 a 22000 Hz, dimensioni 8,1 x 12,4 x 11,95 cm, peso 450 gr.
Data la notevole potenza e l'impedenza 8Ω, basta un solo tweeter per canale, inoltre il filtro crossover in suo possesso è ancora utilizzabile. Se desiderasse cambiare il filtro crossover, è consigliabile, anziché costruirlo, acquistarne uno adatto come il mod. N. 3000-B della stessa Altec, che presenta anche la possibilità di ottenere le alte frequenze con continuità.
Altra combinazione possibile è rappresentata dal tweeter Jensen TH-200, risposta 2000÷16000 Hz, 8Ω, 25W ,forma della tromba rettangolare (apertura nel mobile 5 x 15 cm) e dal filtro crossover a 2 vie Jensen tipo XN-200 (frequenza d'incrocio 2000 Hz).
Per quanto riguarda il suo contenitore basse-reflex, riscontriamo che la finestra è un poco grande, riducendola a 28 x 13 si dovrebbe ottenere un miglior risultato. Conviene tapparla parzialmente in modo provvisorio con listelli, che ne limitano l'apertura a circa 25 x 10, poi ingrandire per tentativi la finestra libera facendo prove di ascolto. Le ricordiamo che l'assorbente acustico non deve essere applicato al pannello anteriore, che porta gli altoparlanti.

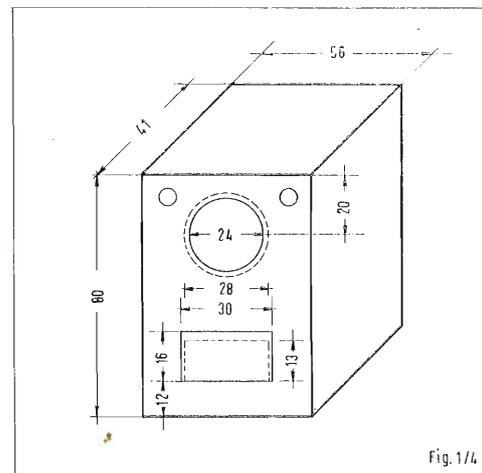



Fig. 1/4

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI

ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
Semicondutt. per tutte le applicazioni

Elettronica Industriale — ING. G. BARBUTI
LISSONE (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.

emme esse
Antenne TV - Accessori vari
25025 MANERBIO (Brescia)
Telefono 93.83.19
Richiedere cataloghi

F.A.C.E. STANDARD - Milano
Viale Bodio, 33
Componenti elettronici ITT STANDARD

FANELLI - FILI - Milano
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
Fili, cordine per ogni applicazione

ISOLA - Milano
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.

MALLORY
Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali
Mallory Batteries s.r.l. - Milano
Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890
Telex 32562

MISTRAL - Milano
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

RADIO ARGENTINA - Roma
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.

seleco
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

S G S - Agrate Milano
Diodi Transistori

SPRING ELETTRONICA
COMPONENTI
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
BARANZATE (Milano)
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

THOMSON ITALIANA
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
Semiconduttori - Diodi - Transistori

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

ANTENNE

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

BOSCH Impianti centralizzati d'antenna Radio TV
EL-FAU S.r.l. 20125 MILANO
VIA PERRONE DI S. MARTINO, 14 - TELEF. 60.02.97

FRINI ANTENNE
Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti

FRINI ANTENNE
Cesate (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI

COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE

Rovereto (Trento)
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Ortophonic di SASSONE
Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
MILANO
Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.

R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia
Via Carnevali, 107
20158 Milano - Tel. 370.811
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE
Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - MILANO
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

AUTORADIO
TELEVISORI
RADIOGRAMMOFONI
RADIO A TRANSISTOR

AUTOVOX - Roma
Via Salaria, 981
Telefono 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

TELEVISORI RADIO
ELETTRODOMESTICI
IRT
IMPERIAL Radio e Televisori
Milano: Via G. B. Grassi, 98 - Tel: 35.70.941/4

CONDOR - Milano
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

TRANSISTORS
STABILIZZATORI TV
Soc. in nome coll.
di Gino da Ros & C.
Via L. Cadorna
VIMODRONE (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

Radio and Television - S.p.A. Italiana
80122 - NAPOLI
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

FARET - VOXSON - Roma
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

MANCINI - Milano
Via Lovanio, 5
Radio, TV, Giradischi

NAONIS
INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

PHONOLA - Milano
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

RADIOMARELLI - Milano
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE
lavatrici televisori frigoriferi cucine

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano
Via Petitti, 15
Autoradio Blaupunkt

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
Televisori componenti radio

TRL
ELECTRONICS
Fono - Radio
Mangiadischi
Complessi stereofonici
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

ULTRAVOX - Milano
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

BOBINATRICI

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

CONDENSATORI

DUCATI ELETTROT. MICROFARAD
Bologna
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

ICAR - MILANO
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

CEA - Elettronica
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono 85 114

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona)
Via del Guazzatorre, 225
Giradischi - Fonovaligie

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE

Direzione Commerciale: MILANO
Via Alberto Mario, 28 - Milano
Tel. 46.89.09
Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA
V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Paderno Dugnano (Milano)
Via Roma, 92

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

RESISTENZE

Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI
Via Regina Elena, 10 - Tel. (035) 901003
24030 MEDOLAGO (Bergamo)

RAPPRESENTANZE ESTERE

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

SILVERSTAR - Milano
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

SIPREL - Milano
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox

STABILIZZATORI DI TENSIONE

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
Laboratorio avolgim. radio elettrico

STRUMENTI DI MISURA

BELOTTI - Milano
Piazza Trento, 8
Telefono 542.051/2/3

CHINAGLIA (Belluno)
Elettrocostruzioni s.a.s.
Via Tiziano Vecellio, 32
Tel. 25.102 - 22.148

EST
ELETTRONICA - STRUMENTI - TELECOMUNICAZIONI
Via Vittorio Veneto
35109 TOMBOLO (Padova)
Costruz. Elettroniche Profess.

I.C.E. - Milano
Via Rutilia, 19/18
Telefoni 531.554/5/6

PRESTEL s.r.l.
20154 - MILANO
Corso Sempione, 48 - Tel. 312.336

SEB - Milano
Via Savona, 97
Telefono 470.054

TES - Milano
Via Moscova, 40-7
Telefono 667.326

UNA - OHM - START
Plasticopoli - Peschiera (Milano)
Tel. 9150424/425/426

VORAX - Milano
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Monte Generoso 6 A - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

È uscito:

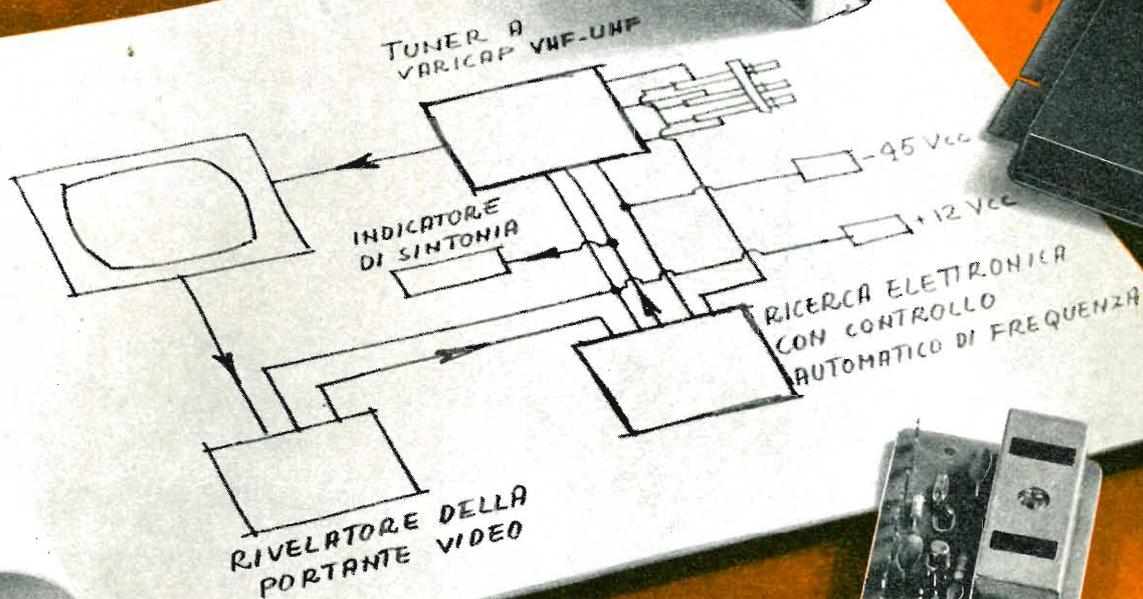
SCHEMARIO TV

41ª SERIE

con note di servizio e tavole a colori

Lire 6.500

Acquistatelo!

Editrice IL ROSTRO - 20155 Milano - Via Monte Generoso 6/a

BORGO PANIGALE - BOLOGNA - Via M.E. Lepido, 178
Telefono 400.312 - Indirizzo Telegr.: Ducatifarad - Telex 51042 Ducati

EICO®

una grande esperienza in scatole di montaggio

Mod. 147

Mod. 324

Mod. 377

Mod. 147

SIGNAL TRACER MULTIPLO EICO

Uno strumento professionale estremamente utile per il servizio di riparazione radio-TV-FM. Il 147 è stato studiato dai tecnici della EICO per conseguire la massima versatilità e facilità di impiego.

CARATTERISTICHE: Valvole impiegate: 1-12AX7 come doppio triodo amplificatore, 1-6AQ5 amplificatrice di potenza a fascio, 1-1629 occhio magico, 1-6X4 raddrizzatrice, 1-1N48 diodo al germanio come rettificatore per wattmerto - **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz - **Dimensioni:** altezza 204 mm, larghezza 254 mm, profondità 120 mm - **Peso:** 4,5 kg.

Mod. 377

GENERATORE DI SEGNALI AD ONDE SINUSOIDALI E QUADRE

Il generatore EICO Modello 377 è stato studiato espressamente per soddisfare le esigenze di attrezzatura del tecnico specializzato nel campo della Bassa Frequenza, dell'alta fedeltà, della radio e della televisione.

CARATTERISTIHE: Gamma di Frequenze: onde sinusoidali, da 20 a 200.000 Hz, in 4 gamme. Onde quadre, da 60 a 30.000 Hz (5% di inclinazione a 50 Hz, 5% di arrotondamento a 30.000Hz) - **Precisione di taratura:** ± 3% oppure 1 Hz, a seconda di valore maggiore - **Tensione di uscita:** 10 V ai capi di un carico (i 1.000 ohm (100 mW); la tensione di uscita si riduce ad 8 V ai capi di un carico di 500 ohm, ed aumenta a 14 V ai capi di un carico di 10.000 ohm o maggiore - **Distorsione:** minore dell'1% - **Rumore di fondo:** minore dello 0,4%, rispetto all'uscita nominale - **Valvole usate:** 2-6K6, 1-6SN7, 1-6SJ7, 1-6X5 ed 1 lampada da 3 W, tipo 3S6 - **Alimentazione:** 220 V C.A. 50 Hz, 50 W - **Dimensioni:** mm 181 x 282,5 x 193,5 - **Peso:** circa 6 Kg.

Mod. 324

GENERATORE DI SEGNALI RF

Impiegato per l'allineamento ed il signal tracing di TV a colori e in bianco e nero, per ricevitori AM-FM o apparecchi ricetrasmittenti e in tutte quelle applicazioni ove sia richiesta una portante RFmodulata o no, di frequenza compresa tra 150kHz e 435 MHz.

CARATTERISTICHE: Gamma di Frequenza RF d'uscita: da 150 kHz a 145 MHz in fondamentale in 6 gamme, da 111 a 435 MHz su armoniche calibrate - **Precisione di taratura quadrante di sintonia:** ± 1,5% - **Attenuazione RF ampia:** in due scatti di circa 20 dB; **Attenuazione RF fine:** da 0 al massimo senza soluzione di continuità - **Frequenza interna di modulazione audio:** 400 Hz - **Alimentazione:** 220 V, 50 Hz, 8 V.A. - **Dimensioni:** altezza 204 mm, larghezza 254 mm, profondità 121 mm - **Peso** 3,6 kg.

INTERNATIONAL S.P.A. ■ AGENTI GENERALI PER L'ITALIA

20129 MILANO - VIALE PREMUDA, 38/A - TEL. 795.762 - 795.763 - 780.730

Registratore video

GRUNDIG

BK100

Schema elettrico del registratore video GRUNDIG mod. BK100 (vedi art. pag. 94)